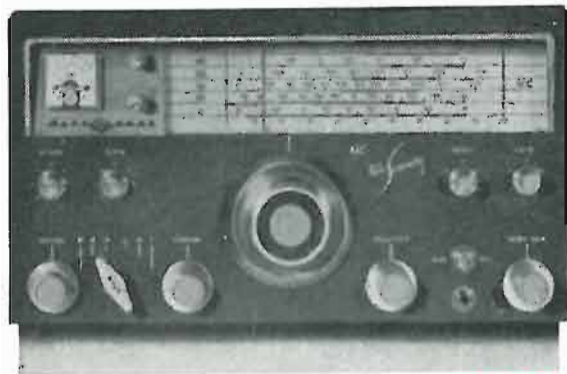
# l'antenna TV

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

NUMERO 6

Anno XXXIV - Giugno 1962

LIRE 350

1

NC 270

2

NC 190

3

NC 155

## ...IL TRIO "NATIONAL" SENZA COMPETITORI...

**NC 270** DOPPIA CONVERSIONE — BANDE 80 ÷ 6 m. COMPRESI — SENSIBILITA' 1 μV — STABILITA' « DI ROCCIA » — RIVELAZIONE A PRODOTTO — SELETTIVITA' VARIABILE — CALIBRATORE A QUARZO INCORPORATO — COMANDO SINTONIA RAPP. 1 : 60.

**L. 269.950**

**NC 190** COPERTURA GENERALE: 540 Kc. ÷ 30 Mc. IN 5 GAMME — DUE CONVERSIONI — DOPPIA SCALA BANDSPREAD — DOPPIA RIVELAZIONE A DIODO PER AM E A PRODOTTO PER SSB — SENSIBILITA' 1 μV — STABILITA' E CALIBRAZIONI PERFETTE.

**L. 219.950**

**NC 155** IL PIU' RECENTE DEI TRE — DERIVATO DALL'NC 270 — BANDE 80 ÷ 6 m. COMPRESI — SELETTIVITA' VARIABILE — DUE CONVERSIONI — SENSIBILITA' 1 μV — SINTONIA RAPP. 1 : 60 — RIVELATORE A PRODOTTO — STABILITA' « DI ROCCIA » — CALIBRAZIONE.

**L. 199.950**

**NATIONAL RADIO COMPANY, INC.**

CONSEGNE IMMEDIATE DI QUALSIASI MODELLO

Sola distributrice:

**STANDARD ELETTRONICA ITALIANA** - GENOVA, Via Orlando 24

GIUGNO 1962 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**



**SOMMARIO**



Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
**C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

# LA SGS PRESENTA IL TRANSISTOR AL SILICIO PLANAR CON SUPERFICIE PROTETTA

| | | fT tipico | Pc a 25 °C di temper. del conten. | VCBO | ICBO (Max.) 25 °C | ICBO (Max.) 150 °C |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N 1613 | **AMPLIFICAZIONE E COMMUTAZIONE** commutazione veloce (logica ad alta corrente), amplificatori (basso-livello, basso-rumore, banda larga, potenza a VHF) | 100 mc | 3 watts | 75 V | 10 mμA | 10 μA |
| 2N 1711 | tipo universale ad alto guadagno | 120 mc | 3 watts | 60 V | 10 mμA | 10 μA |
| 2N 1889 | **AMPLIFICAZIONE AD ALTA TENSIONE** impiego generale per amplificatori, oscillatori e circuiti di commutazione di alta qualità | 70 mc | 3 watts | 100 V | 10 mμA | 15 μA |
| 2N 1890 | simile al 2N 1889 con alto guadagno | 90 mc | 3 watts | 100 V | 10 mμA | 15 μA |
| 2N 1893 | simile al 2N 1889 con tensione più elevata | 70 mc | 3 watts | 120 V | 10 mμA | 15 μA |
| 2N 708 | **AMPLIFICAZIONE A VHF E COMMUTAZIONE** amplificatori VHF e commutazione ad alta velocità per logica saturata | 450 mc | 1.2 watts | 40 V | 25 mμA | 15 μA |

**DIODI**
**TRANSISTORI**
**RADDRIZZATORI**

**SGS**
**SOCIETÀ GENERALE SEMICONDUTTORI**
**AGRATE - MILANO**
**ITALIA**

dott. ing. Alessandro Banfi

# Conferenze tecniche

*La tecnica elettronica si sviluppa velocemente e sta invadendo quasi tutti i settori tecnici dell'attività umana.*
*Se non bastasse a convincerci di questa situazione la semplice osservazione quotidiana di quanto si verifica nel mondo tecnico, ecco affacciarsi i numerosi Congressi o Conferenze che radunano gli specialisti per l'esame e la discussione di nuovi problemi o sviluppi.*
*In questi ultimi mesi ne abbiamo avuta una vera inflazione.*
*Nel mese di Aprile si è svolto a Montreux il secondo Simposio Internazionale di televisione, del quale abbiamo dato relazione nello scorso numero de* l' antenna.
*Nel mese di maggio si è svolta a Londra la International Television Conference, della quale daremo particolareggiata relazione nel prossimo numero.*
*Nel mese di Giugno infine si è svolta a Roma la 9ª Rassegna Internazionale di Elettronica della quale pure informeremo i nostri lettori nel prossimo numero.*
*Fra tanta abbondanza e fervore di discussioni di questioni tecniche, può essere interessante un sondaggio da un punto di vista più generale sul « tipo » degli argomenti più ricorrenti.*

*Anzitutto in prima linea dell'interesse tecnico si trova in questo momento il problema delle Telecomunicazioni Intercontinentali con tutte le incognite, previsioni, progetti e speranze a tale problema collegate.*
*L'imminente lancio (entro il prossimo luglio, è stato annunciato ufficialmente) del satellite TELSTAR servirà a chiarire molte delle incognite ed a fornire elementi probanti per un successivo progetto di maggiore e più pratica utilizzazione commerciale.*

*Il secondo argomento di più diffuso interesse è l'evoluzione della tecnica delle trasmissioni televisive nelle bande di frequenza 4ª e 5ª (UHF) che ha sollevato nuovi problemi nei tipi di tubi elettronici da impiegarsi e nella costituzione dei trasmettitori, dai quali si richiedono potenze sempre maggiori (50 o 100 kW sui 600 MHz).*
*Questo settore comprende anche l'evoluzione della tecnica circuitale e costruttiva dei televisori anch'essi cimentati nella gamma delle UHF, e nei mutamenti in alcuni Paesi europei (fortunatamente non in Italia) dello «standard» TV (Inghilterra, Francia).*

*Infine vi è la questione della TV a colori che dopo parecchi anni di prove sperimentali in molti Paesi del mondo intero si è ormai sufficientemente affinata e perfezionata al punto da potersi ragionevolmente prevedere una sua pratica utilizzazione pubblica su larga scala commerciale, il massimo entro il 1964. Ovviamente il televisore a colori costerà più di quello in bianco-nero; inoltre come è noto la trasmissione a colori potrà essere sempre ricevuta (solo in bianco-nero però) dai normali televisori.*

*E' comunque da rilevare che fra tanto fervore di attività intellettuali di questi Congressi tecnici con gli utilissimi, preziosi scambi di informazioni derivanti dalle interessanti discussioni che seguono le relazioni tecniche, se ne avvantaggia il mondo elettronico professionale con indubbio beneficio dell'umanità tutta.*

A

dott. ing. Paolo Quercia

# Il diodo tunnel, amplificatore a basso rumore ed elemento di commutazione

(parte seconda di tre parti)

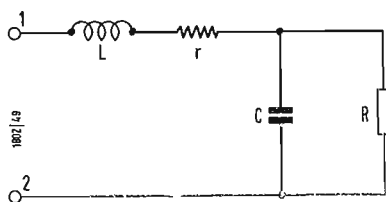



Fig. 7.1

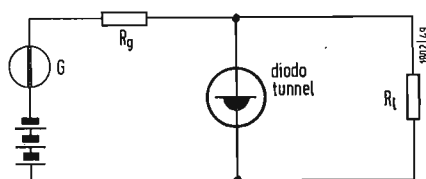



Fig. 7.2

## 7. - RELAZIONI IMPORTANTI SUI CIRCUITI IN PARALLELO ED IN SERIE

Come si è già detto nel paragrafo 4 oltre al guadagno $G$, viene definito il guadagno $K$.
Il guadagno $K$ così definito si presta particolarmente, in pratica, ad una facile misura.
Riportiamo alcune relazioni per i circuiti in serie ed in parallelo, in cui compare la relazione di guadagno $K$, prendendo come circuito equivalente del diodo tunnel quello di fig. 7.1.
Tale circuito viene usato correntemente nella letteratura tecnica.
L'impedenza vista ai morsetti 1,2 vale:

Considerando lo schema di fig. 7.3*a* per il numeratore si può scrivere applicando il teorema di Thevenin: fig. 7.3*b*:

$$\left[\frac{u}{R_g + Z_d} Z_d \Big/ \frac{R_g \cdot Z_d}{R_g + Z_d} + R_l\right]^2 R_l$$

$Z_d$ = impedenza del diodo
$R_g$ = resistenza interna del generatore
$R_l$ = resistenza del carico.
Per il denominatore, disinserendo il diodo, fig. 7.4:

$$\left[\frac{u}{R_g + R_l}\right]^2 R_l$$

$$Z_d = r - \frac{R}{1 + (\omega R C)^2} + j\left[\omega L - \frac{\omega R^2 C}{1 + (\omega R C)^2}\right] \qquad (7\text{-}1)$$

$$R_e Z = 0 \quad \text{per} \quad \omega_c = \frac{1}{RC}\sqrt{\frac{R}{r} - 1} \qquad (7\text{-}2)$$

$$I_m(Z) = 0 \quad \text{per} \quad \omega_x = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2 C^2}} \qquad (7\text{-}3)$$

Confrontare con le (2.2-4) e (2.2-5).

Sostituendo in (7.1-1) risulta:

$$K = \frac{\left[\frac{u}{R_g + Z_d} Z_d \Big/ \frac{R_g Z_d}{R_g + Z_d} + R_l\right]^2 R_l}{\left[\frac{u}{R_g + R_l}\right]^2 R_l} = \frac{\left[\frac{u}{R_g + Z_d} Z_d \Big/ \frac{R_g Z_d + R_l (R_g + Z_d)}{R_g + Z_d}\right]^2}{\left[\frac{u}{R_g + R_l}\right]^2}$$

Fig. 7.3

Le formule che verranno riportate permettono un esame più dettagliato dei vari circuiti.
La formule dei paragrafi precedenti permettono invece per la loro semplicità di inquadrare più facilmente il problema.

### 7.1. - Disposizione in parallelo.

Riferendoci alla fig. 7.2 calcoliamo il coefficiente di amplificatore $K$:

$K = W/W_0$

essendo $W$ la potenza sul carico con il diodo inserito e $W_0$ la potenza sul carico senza diodo

dopo alcuni passaggi si ottiene:

$$\frac{(Z_d R_g + Z_d R_l)^2}{(R_g Z_d + R_l R_g + R_l Z_d)^2}$$

Tale relazione si può mettere nella forma:

$$K = \left[\frac{1/R_p}{1/R_p + 1/Z_d}\right]^2 \qquad (7.1\text{-}2)$$

essendo

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{B_l}$$

come si può verificare direttamente.

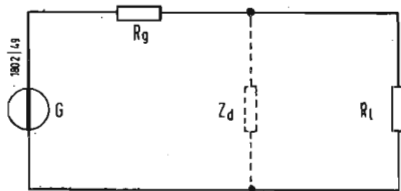



Fig. 7.4

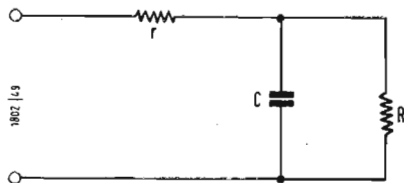



Fig. 7.5

Ricordando la (7.1):

$$Z_d = \left(r - \frac{R}{R^2 C^2 \omega^2 + 1}\right) + j\left(\omega L - \frac{R^2 \omega C}{R^2 C^2 \omega^2 + 1}\right)$$

e sostituendo tale valore nella (7.1-2) abbiamo:

$$K_v = \frac{1}{1 + \dfrac{R_p^2 [1 + (\omega R C)^2] + 2 R_p [(1 + (\omega R C)^2] r - R)}{r R (\omega/\omega_c')^2 [(\omega_c'/\omega_0)^2 - 1]^2 + \{r - R [1 - (\omega/\omega_0)]^2\}^2}} \qquad (7.1\text{-}3)$$

dove:

$$\omega_c' = \frac{1}{R C}\sqrt{\frac{R}{r}} \qquad \omega_0^2 = \frac{1}{L C} \qquad (7.1\text{-}4)$$

frequenza di risonanza dovuta agli elementi reattivi del diodo tunnel. Ricordando la (7.2) che si può scrivere:

$$\omega_c = \frac{1}{R C}\sqrt{\frac{R}{r} - 1} = \frac{1}{R C}\sqrt{\frac{R - r}{r}}$$

e confrontandola con la prima delle (7.1-4) si ottiene con la condizione $r \ll R$:
$\omega'_1 = \omega_c$.

Si ritrova la frequenza di taglio del diodo oltre la quale $R_e (Z_d) > 0$, cioè si viene a perdere l'andamento negativo della caratteristica voltamperometrica e quindi le qualità amplificanti del diodo tunnel.
Per $\omega \ll \omega_0$ (7.1-4), la relazione (7.1-3) si semplifica nella:

$$K_v = \frac{1}{1/K_{vo} + R_p^2/r R + (\omega/\omega_c)^2} \qquad (7.1\text{-}5)$$

essendo:

$$K_{vo} = \frac{1}{(1 - R_p/R - r)^2} \qquad (7.1\text{-}6)$$

Calcoliamo la larghezza di banda, mediante la definizione del rapporto $\gamma$ fra il valore di amplificazione $K$ in centro banda alla frequenza $\omega_0$ ed il valore $K_{v0}$ che si ottiene alla frequenza $\omega_\gamma$ spostata di un certo valore rispetto ad $\omega_0$.

$$\gamma = \frac{K_v}{K_{vo}} \qquad (7.1\text{-}7)$$

Assegnato un valore di $\gamma$, la frequenza a cui si verifica tale scostamento rispetto a $K_v$, tenendo conto delle (7.1-5) e (7.1-6), è:

$$\omega_\gamma = \frac{\sqrt{1/\omega_\gamma - 1}}{\sqrt{K_{vo}}\, R_p\, C} \qquad (7.1\text{-}8)$$

Dalla (7.1-6)

$$R_p = \frac{\sqrt{K_{vo}} - 1}{\sqrt{K_{vo}}}\, R$$

allora:

$$\omega_\gamma = \frac{\sqrt{1/\gamma - 1}}{\sqrt{K_{vo}} - 1}\ \frac{1}{R C} \qquad (7.1\text{-}9)$$

Quando $\gamma = 1/2$ (larghezza di banda a 3 dB) dalla (7.1-9):

$$\omega_\gamma (\sqrt{K_{vo}} - 1) = \frac{1}{R C} \qquad (7.1\text{-}10)$$

Si deve notare che nonostante che il diodo tunnel possa amplificare fino alla frequenza $f_c$ (7.1) si ha che l'amplificazione $K_v$ diventa unitaria quando:

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{K_{vo} - 1}}{\sqrt{K_{vo}} - 1}\ \frac{1}{R C} < \omega_c$$

per $K_{v0} \gg 1$ $\qquad \omega_1 = 1/RC$

Il limite di frequenza superiore per gli amplificatori a larga banda a diodo tunnel nella gamma per cui $\omega_1 \ll \omega_C$, è determinato dall'effetto shuntante della capacità della giunzione p.n.
L'influenza della capacità del diodo si risente meno nei circuiti amplificatori accordati, in quanto diventa parte integrante del circuito oscillante.

### 7.2. - Amplificatori in parallelo risonanti.

Riferendoci al circuito equivalente del diodo tunnel di fig. 7.1 e all'equazione 7.1, consideriamo il caso in cui si possa trascurare l'induttanza del diodo:

$$\omega L \ll \frac{\omega R^2 C}{(1 + R^2 C^2 \omega^2)}$$

$$L \ll \frac{R^2 C}{(1 + (\omega R C)^2)} \qquad (7.2\text{-}1)$$

In tal caso il diodo presenta una componente reattiva dovuta solo alla capacità (fig. 7.5).
Lo schema del circuito dell'amplificatore risonante in parallelo è quello di fig. 7.6 a.
Sostituendo in fig. 7.6a al posto del diodo tunnel il suo circuito equiva-

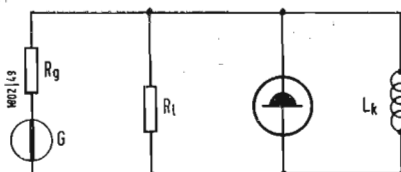



Fig. 7.6.a)

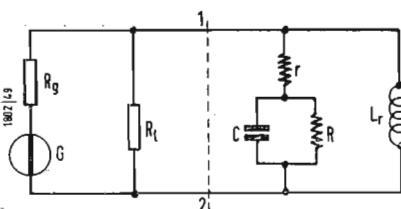



Fig. 7.6.b)

lente di fig. 7.5, si ottiene (fig. 7.6*b*) la ammettenza (a destra dei punti 1 e 2):

$$\frac{1}{Z_{1,2}} = \qquad (7.2\text{-}2)$$

$$= \frac{1}{j\,\omega\,L_k} + \frac{1}{r - R/1 - j\,\omega\,R\,C}$$

Alla risonanza, $\omega_r$ per cui $I_m \dfrac{1}{Z_{1,2}} = 0$ si ha:

$$\frac{1}{Z_{1,2}} \simeq - \frac{1 - \omega_r/\omega_c}{R} \qquad (7.2\text{-}3)$$

Sostituendo tale relazione nella (7.1-2) si ottiene:

$$K_{v2} = \left\{ \frac{1}{1 - R_p/R\,[1 - (\omega_r/\omega_c)^2]} \right\}^2 \qquad (7.2\text{-}4)$$

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_l}$$

Da questa relazione si vede che, con una opportuna scelta di $L_k$ e delle resistenze $R_p$ si può ottenere un amplificatore con guadagno superiore ad uno, a frequenze vicine a $\omega_c$.
Il $Q$ di tale circuito vale:

$$Q_{vr} = \frac{Q}{1 + Z_p/R_{eq}} \qquad (7.2\text{-}5)$$

$Q$ = fattore di merito del circuito $L_k$ $C$ con la resistenza di perdita $r$,
$Z_p$ = impedenza offerta dal circuito alla risonanza,
$R_{eq}$ = impedenza totale degli elementi inseriti in parallelo al circuito $L_k$ $C$.
La larghezza di banda risulta:

$$\Delta\,\omega = \frac{1}{R_p\,C} \left\{ 1 - \frac{R_p}{R} \left[ 1 - \left( \frac{\omega_r}{\omega_c} \right)^2 \right] \right\} = \frac{1}{R_p\,C}\,\frac{1}{\sqrt{K_{vr}}} \qquad (7.2\text{-}6)$$

Ricordiamo la (7.2-4) e la (7.1-6)

$$\Delta\,\omega\,\sqrt{K_{vr}} = \frac{1}{R_p\,C} = \frac{1 - (\omega_r/\omega_c)^2}{R\,C\,(1 - 1/\sqrt{K_{v0}})} \qquad (7.2\text{-}7)$$

Il prodotto (7.2-7) $\Delta\,\omega\,\sqrt{K_{vr}}$, proporzionale al rapporto $1/R\,C$ (come per i tubi elettronici), diminuisce all'aumentare della frequenza di risonanza.

Nella maggior parte dei casi degli amplificatori reali $K_{vr} \gg 1$ e $\omega_r \ll \omega_C$ allora la (7.2-7) si semplifica nella:

$$\Delta\,\omega\,\sqrt{K_{vr}} \simeq 1/R\,C \qquad (7{,}2\text{-}8)$$

particolarmente utile nel calcolo di amplificatori reali.
Confrontare con la (5,4-5).

### 7.3. - Amplificatori in serie.

In fig. 3.4 è riportato lo schema di un amplificatore in serie.
Il valore del guadagno $K$ risulta:

$$K_v{}' = \left[ \frac{R_g + R_c}{R_g + R_c + Z_d} \right] \qquad (7.3\text{-}1)$$

Sostituendo in questa relazione il valore di $Z_d$ (7,1) si ottiene

$$K_v{}' = \frac{1 + R/r\,(\omega/\omega_c)^2}{1/K'_{vo} + R^2/rR_s\,(\omega/\omega_c)^2 + [R^2/rR_s\,(\omega/\omega_c)^2]^2} \qquad (7.3\text{-}2)$$

dove:

$$K'_{vo} = \frac{1}{1 - (R - r)/R_s}$$

$$R_s = R_i + R_c$$

Quando sono verificate le relazioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dfrac{1}{K'_{vo}} \ll \dfrac{R^2}{r\,R_s} \left( \dfrac{\omega}{\omega_c} \right)^2 + \left[ \dfrac{R}{r\,R_s} \left( \dfrac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right] \\ \dfrac{1}{K'_{vo}} \simeq \dfrac{1}{K_{vo}} \ll 1 \quad R_s = R \quad R_p = R \end{array} \right. \qquad (7.3\text{-}3)$$

dove $K_{v0}$ è la (7.1-6),
la $K'_v$ (7.3-1) coincide con la $K_v$ (7.1-5).

Con le condizioni poste risulta quindi che i circuiti in serie ed in parallelo non accordati presentano la medesima risposta in frequenza.

Inserendo in serie al diodo una induttanza, tale da portare in risonanza il circuito alla frequenza di lavoro:

$$\omega_r = \omega_r\,L_k - \frac{\omega_r\,R^2\,C}{1 + (\omega_r\,R\,C)^2} = 0 \qquad (7.3\text{-}3)$$

(confrontare con la 6.1-1).

Tenendo conto della condizione di stabilità (vedi paragrafo 8) si ottiene alla frequenza di risonanza $\omega_r$:

$$K'_{vr} = \left\{ \frac{1}{1 + 1/R_s\,[r - R/1 + (\omega_r\,R\,C)^2]} \right\} \qquad (7.3\text{-}4)$$

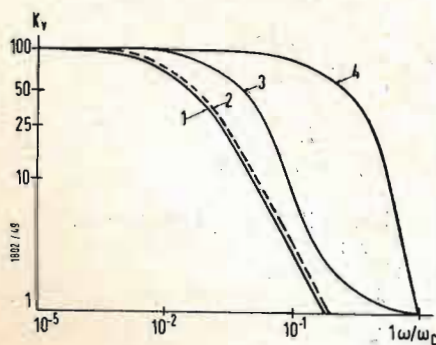



Fig. 7.7

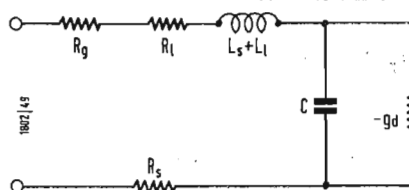



Fig. 8.1

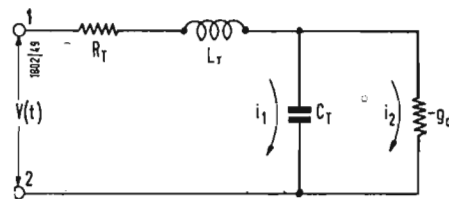



Fig. 8.2

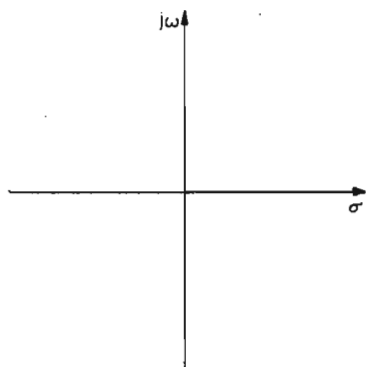



Fig. 8.3

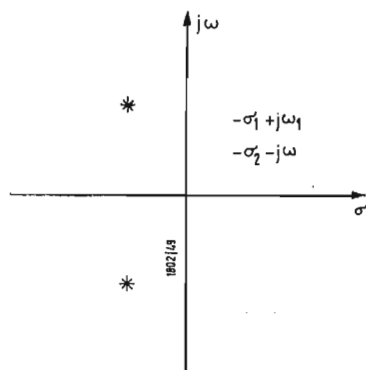



Fig. 8.4

Scegliendo opportunamente il valore di $L_K$ e la resistenza $R_s = R_g + R_c$, si può ottenere una notevole amplificazione.

Occorre porre in evidenza che la frequenza di risonanza $\omega_r$ deve essere minore di $\omega_c$, in quanto per $\omega_r \to \omega_c$, $R_s \to 0$.

In pratica si può ottenere un'amplificazione notevole solo per frequenze inferiori 5-10 volte il valore di $\omega_c$.

### 7.4. - Confronto fra gli amplificatori in serie e quelli in parallelo.

Le relazioni riportate forniscono criteri sufficienti per poter effettuare la scelta, a seconda dei casi fra la connessione in serie e quella in parallelo.

La prima considerazione di cui bisogna tenere conto è che il circuito in serie e quello in parallelo soddisfino alle condizioni di stabilità (vedi par. 8): per il circuito in serie:

$$R_g + R_l + r < | R | \qquad (7.4\text{-}1)$$
$$L < (R_g + R_l + r) \; | R | \; C$$

per il circuito in parallelo:

$$\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_c} > \frac{1}{(R - r)}$$
$$L < \left( \frac{R_g \, R_c}{R_g + R_c} + r \right) | R | \; C \qquad (7.4\text{-}2)$$

se sono soddisfatte contemporaneamente le (7.4-1) e le (7.4-2) la scelta di una o dell'altra connessione può effettuarsi confrontando $K_v$ (7.1-4) con la $K_v$ (7.3-1) o la $K_{vr}$ (7.2-4) con la $K_{vr}$ (7.3-4).

In fig. 7.8 è riportato l'andamento del coefficiente di amplificazione al variare del rapporto $\omega/\omega_c$ per i vari tipi di amplificatori.

## 8. - CONSIDERAZIONE SULLA STABILITA

8.1. - Il funzionamento di un amplificatore a diodo tunnel dipende dalla stabilità dell'intero circuito in cui è inserito, tenendo conto particolarmente della resistenza dell'alimentatore e del generatore di segnale.

Ricordando la fig. 2.1 il circuito equivalente dell'amplificatore « serie » diventa quello di fig. 8.1.

Ponendo per semplificare

$R_T = R_g + R_l + R_s$
$L_T = L_s + L_l$
$R_g$ = resistenza del generatore
$R_l$ = resistenza del carico
$L_l$ = induttanza del circuito
$C_T$ = capacità totale del diodo e dispersa del circuito.
$-g_d$ = conduttanza negativa del diodo nel punto di lavoro.

Il circuito si semplifica come in fig. 8.2.

Applicando i principi di Kirkoff si può scrivere il sistema:

$$\begin{cases} R_T \, i_1(t) + L_T \dfrac{d_{i1}(t)}{dt} + \dfrac{1}{C_T} \int (i_1(t) - i_2(t)) \, dt = v(t) & (8.1\text{-}1) \\ \dfrac{i_2(t)}{g_d} + \dfrac{1}{C_T} \int (i_2(t) - i_1(t)) \, dt = 0 & (8.1\text{-}2) \end{cases}$$

La trasformata di Laplace delle (8.1-1) e (8.1-2):

$$\begin{cases} R_T \, i_1(s) + L_T (s \, i_1(s) - i_1(0)) + \dfrac{i_1(s) - i_2(s)}{s \, C_T} = v(s) \\ - \dfrac{1}{g_d} i_2(s) + \dfrac{i_2(s) - i_1(s)}{s \, C_T} = 0 \end{cases}$$

Supponiamo che nelle condizioni iniziali $i_1(0) = 0$.

Per semplicità scriveremo $i(s) \equiv i$ ed $v(s) \equiv v$:

$$R_T \, i_1 + s \, L_T \, i_1 + \frac{i_1 - i_2}{s \, C_T} = v \quad (8.1\text{-}5) \qquad - \frac{1}{g_d} i_2 - \frac{i_1 + i_2}{s \, C_T} = 0 \quad (8.1\text{-}6)$$

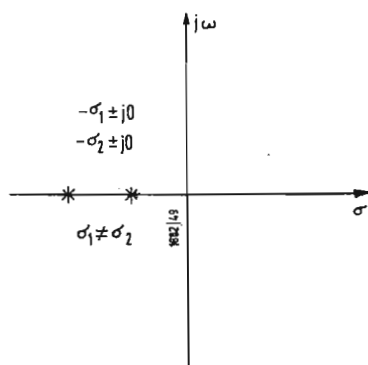



Fig. 8.5

In forma matriciale:

$$\begin{bmatrix} \left(R_T + L_T\, s + \frac{1}{C_T\, s}\right) & \left(-\frac{1}{C_T\, s}\right) \\ -\frac{1}{C_T\, s} & \left(-\frac{1}{g_d} + \frac{1}{C_T\, s}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (8.1\text{-}7)$$

Le correnti $i_1$ e $i_2$ risultano risolvendo:

$$I_1 = \frac{\begin{bmatrix} E_1 & -\frac{1}{C_T\, s} \\ 0 & -\frac{1}{g_d} + \frac{1}{C_T\, s} \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} \left(R_T + L\, s + \frac{1}{C_T\, s}\right) & -\frac{1}{C\, s} \\ -\frac{1}{C_T\, s} & \left(-\frac{1}{g_d} + \frac{1}{C\, s}\right) \end{bmatrix}} \qquad (8.1\text{-}8)$$

$$I_2 = \frac{\begin{bmatrix} R_T + L_T + \frac{1}{C_T\, s} & E_1 \\ -\frac{1}{C_T\, s} & 0 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} \left(R_T + L_T\, s + \frac{1}{C_T\, s}\right) & -\frac{1}{C_T\, s} \\ -\frac{1}{C_T\, s} & \left(-\frac{1}{g_d} + \frac{1}{C_T\, s}\right) \end{bmatrix}} \qquad (8.1\text{-}9)$$

Ed ancora:

$$I_1 = \frac{E\,(1/C_{T s} - 1/g_d)}{\Delta} \qquad (8.1\text{-}10)$$

$$\Delta = \left(R_T + L_T\, s + \frac{1}{C_T\, s}\right)\left(-\frac{1}{g_d} + \frac{1}{C_T\, s}\right) - \frac{1}{C_T\, s} \qquad (8.1\text{-}11)$$

dopo alcune semplificazioni:

$$I_1 = E_1 \left[ \frac{C_T\, s - g_d}{L_T\, C_T\, s^2 + (R_T\, C_T - L\,|-g_d|)\, s + (1 - R_T\,|-g_d|)} \right] \qquad (8.1\text{-}12)$$

Fig. 8.6

Consideriamo l'equazione che compare al denominatore della (8.1-12) e cerchiamone le radici.

$$s^2\, L_T C_T + s\,(R_T C_T - L_T\,|-g_d|) + (1 - R_T\,|-g_d|) = 0 \qquad (8.1\text{-}13)$$

Risolvendo secondo la $s$, detta frequenza generalizzata, studiamo la distribuzione degli zeri nel piano complesso, fig. 8.3. Risolvendo la (8.1-13) si ha:

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2}\left(\frac{R_T}{L_T} - \frac{|-g_d|}{C_T}\right) \pm \sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{R_T}{L_T} - \frac{|-g_d|}{C_T}\right)^2 - \frac{1 - R_T\,|-g_d|}{L_T\, C_T}} \qquad (8.1\text{-}14)$$

Fig. 8.7

Generalmente:

$s_{1,2} = \pm\, \sigma \pm j\, \omega$

cioè un numero complesso.

Bisogna distinguere due casi fondamentali.

1) Gli zeri cadono nella parte sinistra del piano complesso. Nella $i_1\,(t)$ (valore effettivo della corrente $i_1$) compaiono termini $ke^{-\sigma t}$ indicanti smorzamento esponenziale che porta alla stabilità. La condizione $\sigma_i < 0$ porta alle relazioni:

$$\begin{cases} R_T\, C_T - L_T\,|-g_d| > 0 \\ 1 - R_T\,|-g_d| > 0 \end{cases} \qquad (8.1\text{-}15)$$

$$\begin{cases} R_T > \dfrac{|-g_d|\, L_T}{C_T} \\ R_T < \dfrac{1}{|-g_d|} \end{cases}$$

dato che $s^2\, L_T\, C_T > 0$

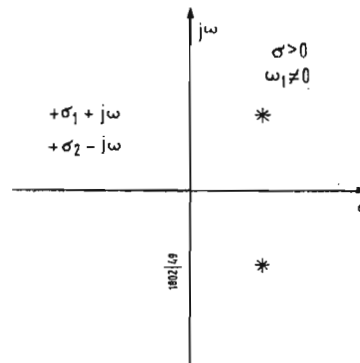
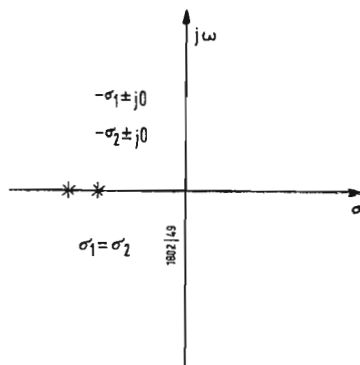
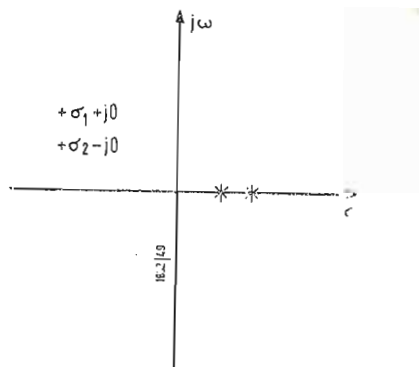



Fig. 8.8

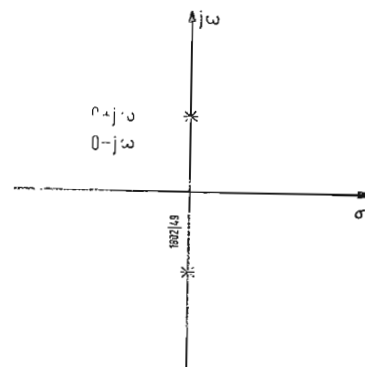



Fig. 8.9

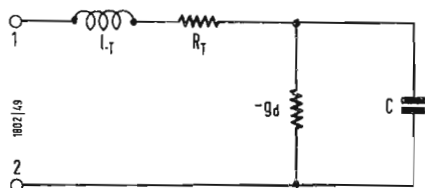



Fig. 8.10

Fig. 8.11

od anche:

$$\frac{|-g_d|\,L_T}{C_T} < R_T < \frac{1}{|-g_d|}$$

che si ricavano imponendo che tutti i termini della (8.1-13) abbiano il medesimo segno.

Si possono distinguere i sottocasi:

*a*) Le radici $S_{1,2}$ con parte reale negativa, possono essere complesse coniugate

$S_{1,2} = -\sigma \pm j\,\omega \qquad \omega \neq 0$

Si hanno oscillazioni smorzate fig. 8.4.

*b*) Le radici sono reali e negative coincidenti $\omega = 0$ fig. 8.5 caso critico.

$S_1 = S_2 = -\sigma_1 = -\sigma_2$

*c*) Le radici sono reali e negative non coincidenti.

Andamento smorzato non oscillante fig. 8.6

$\sigma_1 \neq \sigma_2$

$S_1 = -\sigma_1$

$S_2 = -\sigma_2$

Il caso critico separa il caso di oscillazione smorzato da quello non oscillante smorzato.

2) Gli zeri cadono nella parte destra del piano complesso $\sigma_1 > 0$.

Le radici hanno parte reale positiva.. Nella $i_1(t)$ compaiono termini che indicano un'esaltazione con andamento che porta all'instabilità.

La condizione $\sigma_1 > 0$ porta alle relazioni:

$$\begin{cases} R_T\,C_T - L_T\,|-g_d| < 0 \\ 1 - R_T\,|-g_d| < 0 \end{cases} \qquad (8.1\text{-}16)$$

essendo: $S^2\,L_T C_T > 0$.

Per l'instabilità è sufficiente che sia verificata una sola o tutte e due le relazioni (8.6-16).

Si hanno due sottocasi:

*a*) Instabilità con andamento oscillatorio

$S_{1,2} = +\sigma \pm j\,\omega \qquad \omega_i \neq 0$ fig. 8.7

radici complesse e coniugate con parte scala positiva.

*b*) Instabilità ad andamento esponenziale non oscillatorio

$\omega_i = 0 \qquad S_{1,2} = +\sigma \pm j\,0$ (fig. 8.8)

Oscillazioni sinusoidali pure.

si hanno quando:

$S_{1,2} = \pm\sigma \pm j\,\omega \qquad \sigma = 0$ (fig. 8.9)

radici immaginarie, cioè $S_{1,2} = 0 \pm j\,\omega$

Le condizioni dalla (8.1-14) risultano:

$$\frac{R_T}{L_T} - \frac{|-g_d|}{C_T} = 0 \qquad (8.1\text{-}17)$$

la (8.1-14) diventa:

$$s_{1/2} = \pm\sqrt{\frac{1 - R_T\,|-g_d|}{L_T\,C_T}} \qquad (8.1\text{-}18)$$

cioè la frequenza di risonanza è

$$f = \frac{1}{2\,\pi}\sqrt{\frac{1 - R_T\,|-g_d|}{L_T\,C_T}} \qquad (8.1\text{-}19)$$

8.2. - Riferendoci alla fig. 8.10 consideriamo l'andamento dell'impedenza $Z$ di ingresso ai morsetti 1,2.

$$Z = \omega\,L_T + R_T + \frac{1}{j\,\omega\,C - |-g_d|}$$

(8.2-1)

$$R_e\,(Z_T) = R_T - \frac{|-g_d|}{g_d^2 + \omega^2\,c_T^2}$$

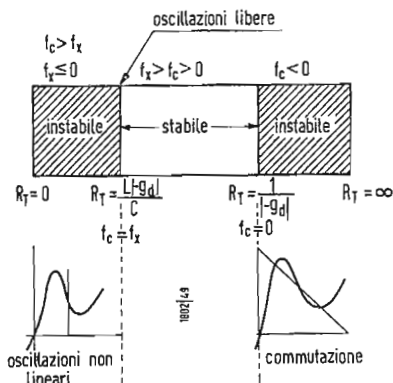
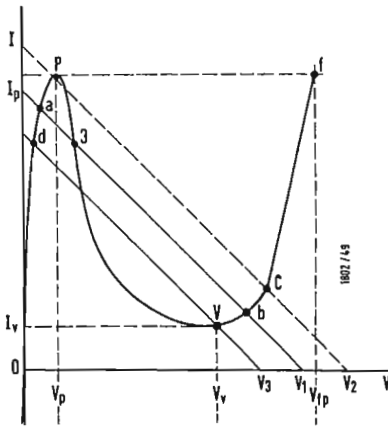
$$I_m\,(Z_T) = X =$$

$$= \omega\left(L_T - \frac{c_d}{g_d^2 + \omega^2\,c_T^2}\right)$$

Si determinano come già detto, due frequenze caratteristiche:

$$\begin{cases} f_c = \dfrac{g_d}{2\,\pi\,C_T}\sqrt{\dfrac{1}{R_T\,|g_d|} - 1} \qquad (8.2\text{-}2) \\ \text{per cui } R_e\,(Z) = 0 \end{cases}$$

Fig. 8.12

$$\begin{cases} f_x = \dfrac{1}{2\pi C_T}\sqrt{\dfrac{C_T}{L_T} - g^2_d} & (8.2\text{-}3) \\ \text{per cui} \quad I_m(Z) = 0 \end{cases}$$

Riscriviamo le condizioni, per un'amplificazione stabile, ricavate precedentemente:

$$\frac{|-g_d|\,L_T}{C_T} < R_T < \frac{1}{|-g_d|}$$

La condizione $R_T = 1/|-g_d|$ porta, considerando la (8.2-2) $f_c = 0$.

La condizione $R_t = |-g_d|\,L_T/C_T$ porta alla condizione $f_c = f_x$ come si può facilmente verificare eguagliando la (8.2-2) alla (8.2-3):

$$\frac{|-g_d|}{C_T}\sqrt{\frac{1}{|-g_d|\,R_T} - 1} = \frac{1}{C_T}\sqrt{\frac{C_T}{L_T} - |-g_d|^2}$$

$$g_d^2\left(\frac{1}{|-g_d|\,R_T} - 1\right) = \left(\frac{C_T}{L_T} - |-g_d|^2\right)$$

$$g_d^2\left(\frac{1 - |-g_d|\,R_T}{|-g_d|\,R_T}\right) = \left(\frac{C_T - L_T|-g_d|^2}{L_T}\right)$$

$$L_T|-g_d|^2 - |-g_d|^3 L_T R_T = |-g_d|\,R_T C_T - |-g_d|^3 R_T L_T$$

$$L_T|-g_d| = R_T C_T$$

$$R_T = \frac{L_T|-g_d|}{C_T} \qquad (8.2\text{-}4)$$

od anche: $L_T|-g_d| \gtreqless R_T C_T$

cioè $\quad f_c \gtreqless f_x \qquad (8.2\text{-}5)$

In particolare $f_c < f_x$

se $L_T|-g_d| < R_T C_T$

cioè

$$R_T > \frac{L|-g_d|}{C_T}$$

Le condizioni di stabilità si possono scrivere in funzione di $f_c$ e $f_x$.

Si ottengono le seguenti condizioni, prendendo come termine di riferimento $f_c$ e $f_x$:

In fig. 8.11 sono visualizzate chiaramente le condizioni di stabilità.

Per la condizione $R_T > 1/(-g_d)$ occorre un ulteriore schiarimento.

**8.3.** - Consideriamo la fig. 8.12.

Quando la resistenza serie del circuito $R_T$ è tale che $R_T > 1/g_d$ il diodo tunnel si comporta come commutatore.

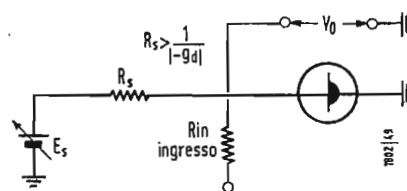
Consideriamo la retta di carico corrispondente alla resistenza $R_T$, con una tensione di alimentazione $V_1$. La retta interseca la caratteristica del diodo nei punti $a$ e $b$.

Se aumentiamo la tensione di alimentazione, la retta di carico si sposta parallelamente a se stessa. Fino al punto $P$, la tensione ai capi del diodo e la corrente aumentano.

Sorpassando $P$, la tensione ai capi del diodo salta bruscamente da $V_p$ a $V_c$ (tensione del punto di intersezione $C$) e la corrente scende al valore di $I_c$.

Se ora si diminuisce la tensione di alimentazione fino a $V_3$, la corrente del circuito diventa minore della corrente di valle $I_v$ ed il diodo commuta nel punto $d$.

Se la tensione di alimentazione è invece stabilizzata in $V_1$, basta un piccolo impulso positivo di corrente ai terminali d'ingresso in modo da sorpassare il punto $P$, si ha una brusca commutazione.

Il diodo può venire da $b$ in $a$ applicando un impulso negativo di corrente che porti momentaneamente il diodo oltre

| | | |
|---|---|---|
| 1) $f_c < 0$ | $R_T > \dfrac{1}{|-g_d|}$ | Il circuito può solo commutare |
| 2) $f_x < 0$ | | Nel circuito si possono avere solo oscillazioni rilassate |
| 3) $f_c > f_x$ | $R_T < \dfrac{L_T|-g_d|}{C_T}$ | Per frequenze superiori a $f_x$ si possono avere solo oscillazioni rilassate. Compaiono valori reali ed immaginari dell'impedenza negativa. |
| 4) $f_x = f_c$ | $R_T = \dfrac{L_T|-g_d|}{C_T}$ | L'impedenza di ingresso presenta la parte relae ed immaginaria nulla. Nel circuito si innescano oscillazioni sinusoidali pure. |
| 5) $f_x > f_c$ | $R_T > \dfrac{L_T|-g_d|}{C_T}$ | Il circuito è stabile e si comporta come un amplificatore. |

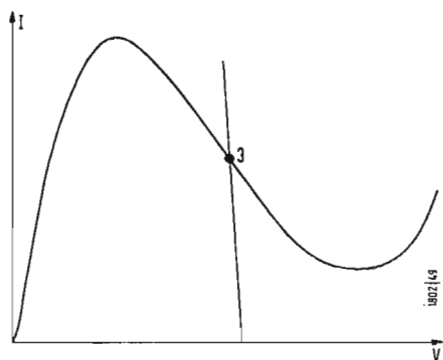



Fig. 8.13

Fig. 8.14

al punto in cui la corrente è minore di quella di valle.
Mantenendo la medesima retta di carico consideriamo il punto 3 (fig. 8.12) nel tratto di caratteristica negativa. Tale punto è essenzialmente instabile. Se infatti per una ragione qualsiasi, si verifica un aumento di corrente nel diodo, la tensione ai suoi capi, come risulta dalla caratteristica, deve diminuire. Questo porta ad una tensione disponibile più elevata ai capi della resistenza $R$ (fig. 8-13) e quindi una corrente maggiore nel circuito e quindi un'ulteriore diminuzione di tensione sul diodo ed un ulteriore incremento di corrente fino a raggiungere il punto $a$ (cioè un punto nel tratto della caratteristica e resistenza positiva).
Il punto $a$ è stabile perché un aumento della corrente nel diodo porta, come risulta dalla caratteristica, un aumento della tensione ai suoi capi, cioè una diminuzione di tensione sulla resistenza di carico con diminuzione della corrente totale del circuito, con effetto finale di riequilibramento.
Un analogo ragionamento, si può fare considerando il punto 3, pensando una diminuzione di corrente. Dopo un periodo transistorio il punto finale stadi funzionamento risulta $b$. (nel tratto della caratteristica a resistenza positiva).
Riassumendo: quando la resistenza totale $R$ in serie al diodo è maggiore della sua resistenza negativa $-R_d$ non si può mai avere un punto stabile di funzionamento nel tratto di caratteristica negativa e quindi possibilità di amplificazione o di oscillazione.
La condizione $R > -R_d$ viene normalmente usata nei circuiti di commutazione.
Se si vuole ottenere un punto stabile nel tratto di caratteristica negativa occorre che sia $R > R_d$ oppure $R < -1/ /(g_d)$ come si è ripetutamente detto. Tale condizione deve essere in tutti i circuiti amplificatori ed oscillatori a diodo tunnel.
La retta di carico opportuna, per la quale è soddisfatta la relazione $R < < 1/(-g_d)$ è visibile in figura 8.14.

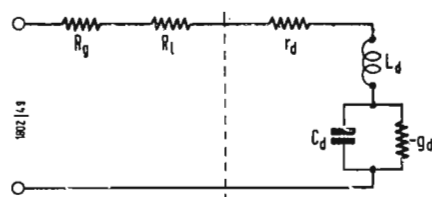
## 8.4. - Stabilità dei circuiti in parallelo.

Le condizioni di stabilità per un circuito in serie sono, come è stato detto:

$$R_T < \frac{1}{|-g_d|}$$

$$L_T < \frac{R_T \cdot C_T}{|-g_d|}$$

Consideriamo la figura equivalente del circuito serie fig. 8.15.
Le condizioni diventano:

$$R_g + R_l + r_d < \frac{1}{|-g_d|}$$

$$L_d < \frac{(R_g + R_l + r_d) \cdot C}{|-g_d|}$$

Consideriamo ora il circuito duale in parallelo 8.16$a$ e il suo trasformato serie fig. 8.16$b$, applicando il teorema di Thevenin.
La relazione di stabilità diventa:

$$\frac{R_g R_l}{R_g + R_l} + r_d < \frac{1}{|-g_d|}$$

od anche trascurando $r_d$:

$$\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_l} > |-g_d|$$

$$L < \frac{[R_g R_l/(R_g + R_l) + r]\ C}{|-g_d|}$$

## 8.5. - Ulteriori criteri sulla stabilità.

1) La resistenza interna dell'alimentatore deve essere minore di $(-r_d)$ per evitare fenomeni di commutazione.
Ad esempio per il diodo 1N2939 $r_d \cong$ $\cong 150\ \Omega$, il valore della resistenza interna dell'alimentatore deve essere minore di 150 Ω.
2) Per ottenere oscillazioni, oltre alle condizioni in corrente continua riportate, il valore della resistenza positiva del circuito (in alternate) deve essere deve essere minore della resistenza negativa del diodo alla frequenza di funzionamento.
Si deve notare che tale valore diminuisce all'aumentare della frequenza come risulta dalla (2.2-2) e dalla fig. 2.2.
3) Per ottenere amplificazione stabile, è necessario che la resistenza totale in alternata del circuito sia maggiore della resistenza negativa del diodo alla frequenza di funzionamento. Questa condizione può essere ottenuta abbastanza facilmente a meno che le induttanze e la capacità del circuito, non siano di valore tale da fissare la frequenza di funzionamento ad un valore troppo basso per cui il valore di $r_d$ non sia ancora diminuito opportunamente secondo la (2.2-2), e risulti ancora troppo elevata.
In tal caso è arduo soddisfare contemporaneamente le condizioni di non commutazione 1) e la condizione per l'amplificazione stabile.
Infatti se la resistenza del circuito è troppo bassa si hanno oscillazioni, e se la resistenza è troppo alta si ha commutazione e il circuito risulta essenzialmente instabile.
4) Le condizioni di stabilità hanno anche la rappresentazione grafica di fig. 8.17 (Riferite alla retta di carico in corrente alternata, cioè più il segnale).
5) Le condizioni di stabilità riportate possono combiare a seconda del tipo dello schema dell'amplificatore e dal modo di inserzione del carico.

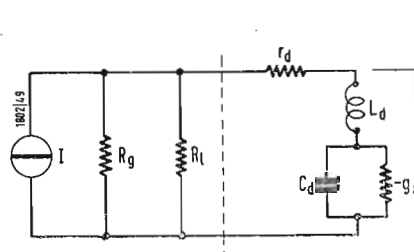



Fig. 8.15

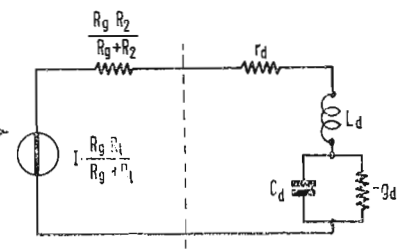



Fig. 8.16a)

Fig. 8.16b)

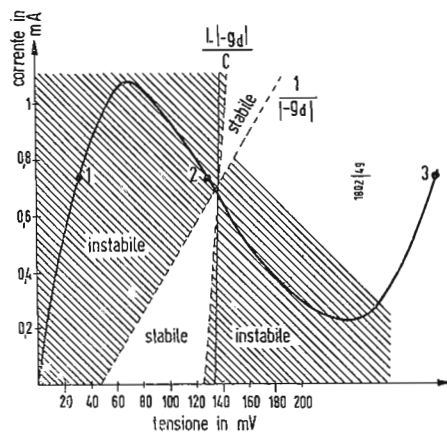



Fig. 8.17

6) Soddisfatte le condizioni onde evitare fenomeni di commutazione, rimangono sempre due condizioni fondamentali per i circuiti in serie ed in parallelo:
nei circuiti in serie la somma di tutte le resistenze positive (generatore, carico, perdite) deve essere superiore alla resistenza negativa del diodo nel punto di lavoro.
nei circuiti in parallelo la somma di tutte le conduttanze positive (generatore, carico, perdite) devono essere superiori alla conduttanza negativa del diodo nel punto di lavoro (oppure la somma di tutte le resistenze positive in parallelo deve essere sempre minore della resistenza negativa del diodo.)
7) Per ottenere valori notevoli di amplificazione, nei circuiti in serie la somma delle resistenze positive deve essere di poco superiore alla resistenza negativa del diodo tunnel (6.1-1), nei circuiti in parallelo la somma delle conduttanze positive deve essere di poco superiore alla conduttanza negativa del diodo (3.3-1).
8) Conviene adoperare diodi aventi un alto valore della figura di merito $g_d/C$.
9) Negli schemi reali di amplificatori con diodi tunnel, i circuiti di segnale e di polarizzazione sono generalmente distinti.
Le condizioni di stabilità devono essere soddisfatte in entrambi i circuiti. Questa considerazione porta a speciali disposizioni costruttive del circuito di polarizzazione.
10) Le condizioni riportate non tengono conto della cifra di rumore dell'amplificatore, delle condizioni di temperatura e di polarizzazione, come pure di altre considerazioni pratiche circuitali. *(continua)*

## Diodi a tunnel in un nuovo involucro assiale

Deci nuovi diodi a tunnel in germanio, contenuti in un economico involucro assiale di nuova invenzione, concepito allo scopo specifico di permettere un completo sfruttamente dei vantaggi dei diodi a tunnel, sono attualmente disponibili presso la INTERNATIONAL GENERAL ELECTRIC U.S.A.
I nuovi diodi a tunnel, i cui tipi vanno dall' 1N3712 all'1N 3721, sono destinati ai circuiti di commutazione a basso livello e all'amplificazione di piccoli segnali ad alte frequenze. Cinque tipi speciali presentano caratteristiche strettamente controllate, che li rendono particolarmente adatti ad essere usati per i rivelatori di livello, e in altre applicazioni in cui piccole variazioni possano essere critiche. I dieci tipi presentano delle differenze per quanto riguarda la corrente massima. Cinque di essi hanno livelli massimi di corrente di 1,0 mA, 2,2 mA, 3,7 mA, 10 mA e 22 mA con una variazione massima del 10 %; gli altri cinque, i tipi speciali, danno le stesse prestazioni con una variazione massima del 2,5 %.

Una conseguenza del nuovo involucro assiale è rappresentata dall'alto valore del rapporto conduttanza-capacità dei nuovi diodi, ciò che determina alte frequenze di taglio, essenziali per le applicazioni ad alta frequenza. Nei tipi speciali, la frequenza di taglio va dai 2600 MHz per il diodo a tunnel a 22 mA a 3400 MHz per il modello a 5 mA. Per gli altri cinque diodi, la frequenza di taglio va dai 1600 MHz ai 2300 MHz.

La INTERNATIONAL GENERAL ELECTRIC rende noto che il nuovo involucro assiale deriva da oltre due anni di esperienze con i diodi a tunnel. Esso sostituisce l'involucro tipo transistore di dimensioni ridotte TO-18, in cui i diodi a tunnel della GENERAL ELECTRIC vennero presentati alla loro prima comparsa sul mercato, nel 1959.

L'involucro assiale, interamente metallico e a chiusura ermetica è destinato, nelle intenzioni della Società, a divenire l'involucro standard per i diodi tunnel. È anche più piccolo ed ha le due estremità uguali, il che lo rende di più facile impiego. *(g.r.)*

## Durerà 14 giorni la Fiera di Milano

La Giunta esecutiva dell'Ente Autonomo Fiera Milano riunita il 26 maggio u. s. ha fatto ampia e documentata relazione al Consiglio generale della Campionaria, sia sui risultati veramente cospicui della quarantesima edizione fieristica, sia sulla gestione economico-finanziaria 1961-1962. Inoltre ha presentato all'approvazione un interessante programma che comprende alcune importanti innovazioni e costruzioni da attuarsi nell'edizione 1963.

Per corrispondere, anzitutto, alle esigenze delle ditte espositrici — che da anni lamentavano l'eccessivo numero di giorni d'impegno che la Fiera imponeva particolarmente ai dirigenti e ai tecnici, i quali, con il crescere d'importanza della Campionaria, sempre più ravvisavano la necessità di essere presenti negli « stands » per i diretti contatti con i compratori — è stato deciso di accorciare il periodo di apertura del mercato, che dal 1963 si terrà dal 12 al 25 aprile. In tal modo la Fiera di Milano si adegua anche alle consuetudini di calendario delle maggiori rassegne merceologiche internazionali. Tre giornate — e precisamente quelle del 16, del 19 e del 23 aprile — saranno dedicate alla clientela invitata dagli espositori. Altra grossa novità è costituita dalla chiusura serale del quartiere fieristico alle ore 20. Tale modifica era da tempo desiderata da un'altissima percentuale di espositori.

Come sempre, la mattina del 12 aprile sarà riservata alla cerimonia dell'inaugurazione ufficiale; e il quartiere verrà aperto al pubblico dei visitatori soltanto alle 14.30.

Per la concomitanza della Pasqua, la « Giornata delle Nazioni », tradizionalmente in calendario il 14 aprile, verrà celebrata in uno dei primi giorni successivi al lunedì dell'Angelo.

Come si è accennato il programma per la quarantunesima Campionaria 1963 prevede importanti costruzioni; fra le maggiori il potenziamento del settore delle Macchine utensili, con l'aggiunta di un nuovo elemento al grandioso padiglione della Meccanica 17, che passerà dagli attuali 17.500 metri quadrati di superficie ad oltre 25.000. Altre novità costruttive si avranno nel vasto settore dell'edilizia.

La relazione della Giunta esecutiva al Consiglio ha fornito i dati statistici definitivi della passata rassegna Campionaria, che confermano il pieno successo della manifestazione dell'aprile scorso. Fra tali dati, impressivi quelli relativi agli espositori che sommarono a 14.032, di cui 3,640 stranieri, e quelli che indicano in 44 le Nazioni presenti ufficialmente nel « Centro Internazionale degli Scambi ». Le nazionalità rappresentate dagli espositori distribuiti nei settori merceologici di competenza furono 76; 130 i Paesi di provenienza degli operatori economici registrati al servizio di prima accoglienza, il cui numero raggiunse le 94.162 unità.

Motivo di soddisfazione deve essere considerato l'affermarsi della nuova formula di partecipazione ufficiale straniera e lo sviluppo del « Centro Internazionale degli Scambi », pienamente riconosciuti degli operatori economici e unanimemente sottolineati dalla stampa nazionale e internazionale.

Il Consiglio generale si è compiaciuto del bilancio morale e delle prime risultanze della gestione 1961/1962 e ha approvato all'unanimità il bilancio di previsione della 41ª Fiera. *(f.m.)*

Un nuovo oscilloscopio con circuiti X ed Y aventi uguale risposta di frequenza (± 2 dB, tra 2 Hz e 200 kHz) viene presentato, sotto forma di scatola di montaggio HEATHKIT, dalla DAYSTROM, INC. Esso presenta una sensibilità di 0,1 V per cm a 1 kHz, con una impedenza d'ingresso di 10 MΩ in parallelo a 20 pF.

## Un simposio sulla propagazione attraverso la ionosfera di onde lunghissime e Whistler

Il Centro di studi di fisica dello spazio (Sezione: Ionosfera ed Esosfera) dell'Università di Napoli comunica che, dal 17 al 21 settembre 1962, si terrà a Monaco (Germania) un Simposio internazionale sulla propagazione attraverso la ionosfera di onde lunghissime e Whistler. Il Simposio è organizzato dal Comitato di ricerche ionosferiche dell'AGARD (Advisory Group for Aeronautical Research and Development) della NATO.

Il Simposio sarà dedicato alla regione dello spettro di frequenze al di sotto di 300 kHz, e che copre le bande di solito conosciute come L. F., V.L.F. ed E.L.F. I lavori verteranno sugli aspetti ionosferici della radio-propagazione in questo spettro di frequenze. Si è proposto, in linea di massima, di dedicare le sessioni ai seguenti aspetti dell'argomento

1. *Conoscenza attuale dell'atmosfera inferiore*
*a*) in condizioni « normali »
*b*) durante i disturbi magnetici e gli S.I.Ds.
2. *La Terra e la ionosfera come risonatori*
*a*) studio teorico della risonanza globale
*b*) prova sperimentale della risonanza globale
3. *Propagazione V. L. F.*
*a*) effetti diurni sull'ampiezza e la fase dei segnali ricevuti.
*b*) gli effetti delle tempeste magnetiche e degli S.I.Ds.
4. *Propagazione L. F.*
*a*) effetti diurni sull'ampiezza e la fase dei segnali ricevuti.
*b*) gli effetti delle tempeste magnetiche e degli S.I.Ds.
5. *Propagazione a « Whistler mode »*
*a*) esame dei dati sperimentali

---

Con riferimento all'articolo di G. Baldan: Un generatore d'Impulsi della Solartron (*l'antenna* marzo 1962, n. 3, pag. 128) si fa presente che parte del testo e gli schemi elettrici allegati sono stati ripresi, oltre che da informazioni della SOLARTRON ITALIANA, dalla rivista francese *Electronique Industrielle*, gennaio 1962.

*b*) descrizione fisica del Whistler mode
*c*) possibile interferenza tra i Whistler modes e quelli che si propagano al di sotto della ionosfera.
6. *Radio Noise*
*a*) distribuzione delle frequenze di noise
*b*) sorgenti di noise terrestri ed extraterrestri
Coloro che intendono presentare Memorie al Simposio sono pregati di inviare il titolo ed un breve riassunto del lavoro o dei lavori in lingua inglese o francese al Rappresentante italiano dell'« Ionospheric Research Committee dell'A.G.A.R.D.: Prof. M. Cutolo, Centro studi di fisica dello spazio, Via Mezzocannone 16, Napoli.
(*i.s.*)

## Annunciati nove premi per opere inedite su temi delle comunicazioni

In occasione del X Convegno internazionale delle comuniczioni, che si svolgerà a Genova dal 7 al 12 ottobre c.a., Enti e Società industriali italiani, interessati al progresso del Paese nel settore dei mezzi tecnici e dei procedimenti che trovano impiego nelle comunicazioni terrestri, marittime, aeree, spaziali e nelle telecomunicazioni, hanno offerto premi in denaro per opere di particolare pregio da redigere su determinati temi attinenti alle predette comunicazioni.

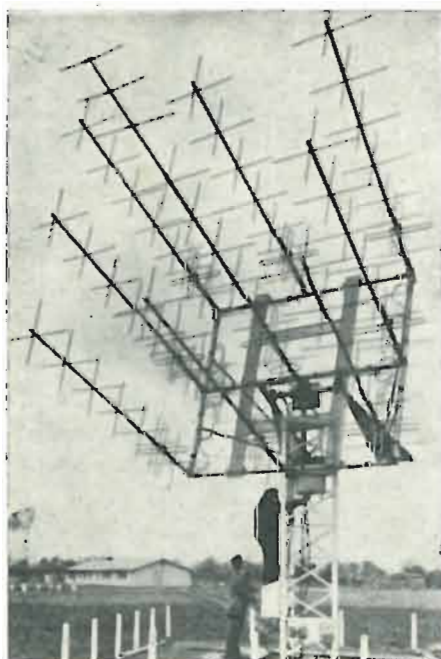
Sebbene il Convegno abbia carattere spiccatamente internazionale e i lavori delle sue cinque Sezioni si svolgano con l'intervento sempre più numeroso di esperti esteri altamente qualificati. la Presidenza del Convegno ha voluto anche quest'anno mantenere nell'ambito nazionale il Concorso, affinchè il mondo italiano degli studiosi e dei tecnici potesse trovare nella rinnovata e generosa iniziativa degli Enti e delle Società che i premi hanno offerto, in incoraggiamento a concepire e a realizzare opere di autentico valore tecnico-scientifico.
Il Concorso è perciò aperto a tutti i cittadini italiani anche se residenti all'estero. L'opera dovrà avere la forma e i caratteri di una memoria o monografia e presentarsi, nel suo armonico insieme e nelle sue varie parti, aderente al tema scelto dal concorrente.
Del tema prescelto dovranno essere delineati ed illustrati almeno nell'impostazione generale dell'opera, tutti gli aspetti più significativi: scientifici, tecnici, economici, organizzativi, umani e sociali. L'autore potrà esaminare a fondo e con la necessaria ampiezza di trattazione l'aspetto, o gli aspetti, del tema che egli giudichi più importanti, tenendo presente che l'opera, per riuscire utile ai fini del Concorso, dovrà risultare organica e alla portata di tutti i cultori della materia. L'opera può essere presentata anche da più autori in collaborazione.
Apposita Commissione nominata dalla Presidenza del Convegno, costituita da tre membri esperti nelle materie attinenti ai vari settori delle Comunicazioni, darà il giudizio di merito.
I premi saranno consegnati dal Capo dello Stato il 12 ottobre 1962 nella seduta plenaria conclusiva dei lavori del « X Convegno Internazionale delle Comunicazioni ».
Nella Sezione « Telecomunicazioni » verranno conferiti il Premio Sirti (lire 1 milione) ad un'opera sul tema: « Moderni sistemi di trasmissione di informazioni a grande distanza in cavi — Situazione attuale e prospettive per il futuro »; Premio Marelli Lenkurt-Autelco (lire 1 milione) ad un'opera sul tema: « Moderni sistemi di trasmissione di informazioni a grandi e medie distanze in ponti radio. Situazione attuale e prospettive per il futuro »; il Premio Telettra-Olivetti (lire 1 milione) ad un'opera sul tema: « Moderni sistemi di trasmissione rapida di dati a grandi e medie distanze in cavi e su ponti radio. Situazione attuale, tendenze e prospettive per il futuro »; il Premio Gruppo Ericsson (lire 1 milione) ad un'opera sul tema: « Centrali di commutazione elettronica e sistemi di segnalazione tra le stesse; risultati raggiunti in ricerche di laboratorio ed in impianti sperimentali, nonchè previsioni che possono oggi farsi per future, concrete realizzazioni d'esercizio ». (*i.s.*)

La Eico presenta un preamplificatore stereo, mod. ST84, garantendo un tasso di distorsione inferiore allo 0,05% in qualunque posizione di funzionamento e per ogni livello.

## Immesso in orbita un satellite americano recante a bordo strumenti inglesi

Una collaborazione per le ricerche spaziali è stata realizzata tra Stati Uniti è Gran Bretagna, con l'immissione in orbita di un satellite americano recante strumenti inglesi, per raccogliere maggiori informazioni sulla ionosfera e sulla sua complessa interrelazione con il Sole.
L'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) ha lanciato il veicolo scientifico spaziale « S-51 », che pesa circa 60 chili in una orbita ellittica ad una altitudine variante tra 320 e 965 chilometri dalla Terra, mediante un razzo vettore « Delta » a tre stadi.
Il veicolo spaziale americano, realizzato presso il Centro Volo Spaziale Goddard del NASA a Greenbelt (Maryland), reca a bordo sei strumenti inglesi per un comune « assalto » alle incognite della ionosfera, il cui strato radioriflettente comincia a 55 km dalla Terra in corrispondenza di una regione estremamente rarefatta dall'atmosfera. In questa zona, le radiazioni ad elevate energie provenienti dal Sole (raggi X ed ultravioletti) incontrano le molecole e gli atomi dell'aria, liberando e

Un nuovo complesso per la misura del grado di rugosità di una superficie lavorata è annunciato dalla Brush Instruments. Il sistema, che consta di diverse apparecchiature, consente anche la registrazione e la riproduzione ingrandita del profilo della superficie.

Complesso di tracking nella sala operazioni dell'installazione Minitrack della stazione britannica di ricerca radio a Winkfield, presso Londra. La stazione riceve dati telemetrici dal satellite e li ritrasmette per telescrivente negli Stati Uniti.

Antenna mobile per la ricezione dei dati trasmessi dal satellite. Delle nove antenna Yagi disposte in un affiancamento di tre per tre, otto sono impiegate in ricezione e quella centrale in trasmissione.

lasciando gli atomi con una carica positiva, ossia ionizzandoli.
Queste nubi di elettroni liberi e di ioni dotati di carica formano una serie di strati a carica elettrica che si estendono sino al punto in cui l'atmosfera terrestre si perde nello spazio interplanetario. La ionosfera filtra le pericolose radiazioni solari e nello stesso tempo si comporta come uno specchio riflettendo le radionde e rendendo così possibili le comunicazioni internazionali.
L'S-51 reca a bordo tre strumenti ionosferici per la misura della densità e della temperatura degli elettroni, nonchè della composizione degli ioni positivi. Due strumenti tenteranno di tenere d'occhio l'intensità delle radiazioni solari in corrispondenza della banda ultravioletta (linea Lyman-Alpha della superficie del Sole, o cromosfera) e di quella dei raggi X della corona solare. Il sesto strumento è destinato alla misurazione dei raggi cosmici. L'esperimento verrà appoggiato dalle misurazioni dei raggi cosmici effettuate contemporaneamente da Terra e per mezzo di aerei e palloni.
Il veicolo spaziale è stato lanciato dal Poligono Missili dell'Atlantico a Cape Canaveral (Florida) con una inclinazione prestabilita di 55 gradi sul piano dell'equatore. Il periodo orbitale programmato è di circa 100 minuti.
Il veicolo spaziale internazionale sarà seguito da 13 Stazioni della rete « Minitrack » del NASA in otto Paesi. Oltre gli Stati Uniti e l'Inghilterra, i Paesi che prendono parte al rilevamento nel quadro di questo programma sono: Cile, Perù, Equador, Unione del Sud Africa, Australia e Terranova.
Il programma relativo all'S-51 ebbe inizio con una proposta degli Stati Uniti ai rappresentanti del « Cospar » (Comitato per le ricerche spaziali del Consiglio internazionale delle Unioni scientifiche) nel marzo del 1959. Fu allora che il Governo statunitense si offrì di provvedere al lancio di singoli strumenti o di interi satelliti ideati da scienziati stranieri, purché esperimenti del genere fossero di comune interesse scientifico. La Gran Bretagna è stata una delle prime nazioni ad accettare questa offerta. Le informazioni scientifiche acquisite nell'ambito del programma dell'S-51, nonchè di tutte le altre imprese scientifiche del NASA, saranno poste a disposizione della comunità scientifica mondiale, in conformità con il principio americano dell'assoluta mancanza di segreti nei programmi spaziali.
La direzione scientifica del programma congiunto anglo-americano è stata affidata — per gli Stati Uniti — al Dott. Homer E. Newell, Direttore dell'Ufficio per le scienze spaziali presso la sede centrale del NASA a Washington, e — in rappresentanza della Gran Bretagna — al Prof. Sir Harrie Massey, Presidente del Comitato nazionale britannico per le ricerche spaziali di Londra.
I compiti attribuiti alla Gran Bretagna sono ripartiti tra i seguenti centri universitari.
L'Imperial College di Londra, che ha a bordo del satellite un suo strumento per i raggi cosmici e provvederà a misurare con velivoli le intensità dei raggi cosmici secondari.
L'Università di Birmingham, che ha sul satellite uno strumento per la densità degli elettroni.
L'University College di Londra, che ha realizzato gli strumenti per misurare la temperatura degli elettroni, l'emissione solare ultravioletta (Lyman-Alpha), lo spettro solare dei raggi X e la composizione della ionosfera, nonchè il dispositivo che avverte l'assetto del satellite.
La University di Leicester, che ha contribuito allo strumento per i raggi X. (*i.s.*)

dott. ing. Enrico Giudici

# Ulteriori sviluppi degli accumulatori ermetici al cadmio-nichel

Fig. 1 - Elemento di accumulatore ermetico al Cd-Ni (tipo a « bottone »).

SU QUESTE colonne furono descritti accumulatori al cadmio-nichel in esecuzione ermetica (che non richiedono manutenzione alcuna ma solo determinate precauzioni per la carica e la scarica); a distanza di qualche anno intendiamo esporre un breve esame degli ulteriori sviluppi che la tecnica più avanzata ha presentato al mercato.

Lo studio degli accumulatori al Cd-Ni ha reso possibile la costruzione di elementi completamente stagni, che non richiedono manutenzione. Il fondamento di questa tecnica consiste nell'evitare lo sviluppo dei gas di elettrolisi dell'acqua. Un adatto proporzionamento delle masse attive evita lo sviluppo di idrogeno; l'ossigeno, che si evolve all'elettrodo positivo, viene ricombinato, ossidando il cadmio, all'elettrodo negativo. Per creare tale equilibrio occorre, oltre ad una costituzione degli elettrodi tale da consentire da diffusione dell'ossigeno, un adeguato eccesso di materia attiva negativa.

Sono disponibili elementi fino ad un centinaio di Ah., ma l'impiego più diffuso è di elementi di capacità inferiore a 5 Ah. per l'alimentazione di apparati elettronici e lampade portatili.

Gli accumulatori stagni al cadmio-nichel esigono particolari precauzioni di esercizio: nè la carica, nè la scarica, devono superare limiti ben determinati per ogni tipo costruttivo.

La suddivisione delle applicazioni può essere cosl esposta.

*Elementi a bottone*:
Protesi auditive
Lampade tascabili
Rasoi elettrici
Strumenti di misura
Lampeggiatori (Flash)
Registratori magnetici
Orologi elettrici
Piccoli motori elettrici

*Elementi cilindrici*:
Radio portatili
Lampeggiatori (Flash)
Strumenti di misura
Apparati elettrici ed elettronici
Piccoli motori elettrici

*Elementi rettangolari*:
Radio e televisori portatili
Magnetofoni
Ricetrasmettitori
Luci d'emergenza
Emergenza per relè, interruttori
Piccoli motori elettrici

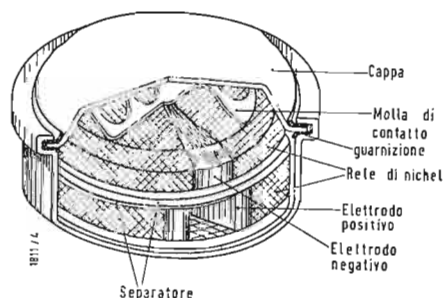



***Tabella 1. - Elenco dei tipi a bottone disponibili.***

| | | 20 DK | 50 DK | 100 DK | 150 DK | 225 DK | 450 DK | 1000 DK | 2000 DK | 3000 DK |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Capacità in 10 ore | mAh | 20 | 50 | 100 | 150 | 225 | 450 | 1000 | 2000 | 3000 |
| Corrente di scarica in 10 ore | mA | 2 | 5 | 10 | 15 | 22 | 45 | 100 | 200 | 300 |
| Tensione media di scarica in 10 ore | V | 1,22 | | | | | | 1,24 | | |
| Tensione finale di scarica in 10 ore | V | 1,10 | | | | | | | | |
| Intensità di carica in 14 ore | mA | 2 | 5 | 10 | 15 | 22 | 45 | 100 | 200 | 0300 |
| Tensione di carica | V | da 1,35 a 1,50 | | | | | | | | |
| Peso | g | 1,1 | 3,5 | 9 | 11 | 12,5 | 33 | 57 | 95 | 135 |
| Dimensioni in mm | Ø | 11,4 | 15,5 | 25 | | | 43 | 50,3 | | |
| | h | 5,1 | 5,85 | 6,1 | 6,6 | 8,6 | 7,6 | 10 | 18 | 25 |

*Tabella 2. - Elenco dei tipi cilindrici disponibili.*

| | | 450 D | 900 D | 451 D | BD 2,5 |
|---|---|---|---|---|---|
| Capacità in 10 ore | mAh | 450 | 900 | 450 | 2000 |
| Corrente di scarica in 10 ore | mA | 45 | 90 | 45 | |
| Tensione media di scarica in 10 ore | V | 1,20 | | | 1,22 |
| Tensione finale di scarica in 10 ore | V | 1, 10 | | | |
| Intensità di carica in 14 ore | mA | 45 | 90 | 45 | 200 |
| Tensione di carica | V | da 1, 35 a 1,50 | | | |
| Peso | g | 23 | 40 | 23 | 150 |
| Dimensioni in mm | Ø | 13,5 | | | 34 |
| | h | 50 | 90 | 50 | 62 |

## 1. - ELEMENTI A BOTTONE

Consistono (vedasi fig. 1) in un guscio di lamierino nichelato al quale è colegato il polo positivo. Gli elettrodi sono costituiti da masse attive di ossidi ed idrossidi di cadmio e di nichel compressi e trattenuti da reticelle di filo di nichel.
Un separatore mocroporoso consente il passaggio della corrente ionica impedendo il contatto elettrico tra gli elettrodi.
Un coperchio, pure in lamierino, isolato da una guarnizione a tenuta di gas, è collegato al polo negativo. L'elettrolita è trattenuto nei pori delle materie attive.
Un elenco di tipi disponibili è riportato nella tabella 1.

### 1.1. - Particolarità elettriche

Resistenza in corrente continua.
Per carichi di breve durata, la resistenza elettrica al passaggio della corrente continua, si può valutare nel seguente modo:

$$R_I = \frac{0,1}{C_{10}} \ (\Omega)$$

Ad esempio un elemento da 0,45 Ah avrà una resistenza interna all'incirca di 0,1/0,45 = 0,22 Ω.
Un carico di 1 A applicato per qualche secondo (circa 22 volte la corrente di scarica al regime di 10 h) provocherà una caduta di tensione di circa 0,22 V. Considerando la tensione a circuito aperto uguale a 1,35 V, per questo tipo di elementi, il carico indicato produrrà una tensione ai morsetti di 1,13 V circa.
Impedenza al passaggio di correnti alternate.
Le impedenze sono inferiori alle resistenze in corrente continua. Ad esempio l'elemento prima indicato presenta un'impedenza di circa 0,065 Ω a 50 Hz, che si riduce a 0,040 Ω a 10.000 Hz.
Tali valori di impedenza crescono fino a 4 volte per elementi scaricati.
La perdita di carica a circuito aperto è valutabile a circa il 25% nel primo mese di giacenza (a 20 °C); al terzo mese la scarica ha raggiunto il 30% ed il 40% al sesto mese.
La capacità alla scarica in 10 h, indicata al 100% a 20 °C, si riduce al 60% a —20 °C.

## 2. - ELEMENTI CILINDRICI

Consistono (vedasi fig. 2) in un cilindro di acciaio nichelato collegato al polo negativo che racchiude gli elettrodi; il negativo è costituito da segmenti di masse attiva trattenuti da rete di nichel. L'elettrodo positivo centrale, di forma cilindrica, è costituito da una massa attiva pure trattenuta da una rete di nichel. I due elettrodi sono

*Tabella 3. - Elenco dei tipi rettangolari disponibili.*

| | | D2 | D3,5 | D4,5 | D6 | D7,5 | D11 | D15 | D19 | D23 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Capacità in 10 ore | Ah | 2 | 3,5 | 4,5 | 6 | 7,5 | 11 | 15 | 19 | 23 |
| Corrente di scarica in 10 ore | A | 0,20 | 0,35 | 0,45 | 0,60 | 0,75 | 1,10 | 1,50 | 1,90 | 2,30 |
| Tensione media di scarica in 10 ore | V | 1,22 | | | | | | | | |
| Tensione finale di scarica in 10 ore | V | 1,10 | | | | | | | | |
| Intensità di carica in 14 ore | A | 0,20 | 0,35 | 0,45 | 0,60 | 0,75 | 1,10 | 1,50 | 1,90 | 2,30 |
| Tensione di carica | V | da 1,35 a 1,50 | | | | | | | | |
| Peso | g | 170 | 260 | 350 | 430 | 500 | 790 | 990 | 1190 | 1390 |
| Dimensioni in mm | | 34,5 | | 43,5 | | | 27 | 35 | 43 | 51 |
| | | | | 50,5 | | | 91 | | | |
| | | 61 | 86 | 80 | 94 | 108 | 125 | | | |

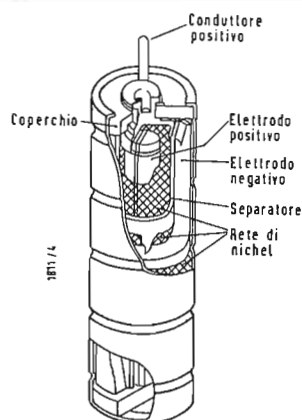



Fig. 2 - Elemento di accumulatore ermetico al Cd-Ni (tipo cilindrico).

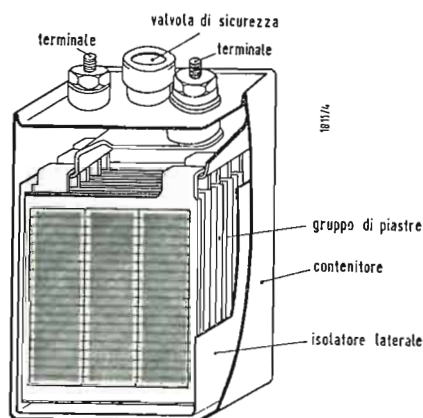



Fig. 3 - Elemento di accumulatore ermetico al Cd-Ni !tipo rettangolare).

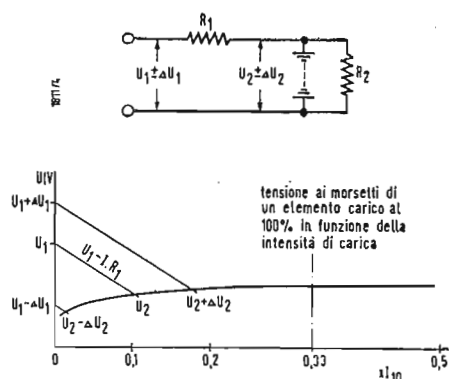



Fig. 4 - Caratteristica tensione - corrente di carica di un accumulatore ermetico al Cd-Ni.

separati da un diaframma microporoso. Anche in questo caso l'elettrolita è trattenuto nei pori delle materie attive.
La tenuta di gas è assicurata da rondelle di materia plastica sul fondo e sul coperchio.
I tipi disponibili sono riportati nella tabella 2.

## 2.1. - Particolarità elettriche

Resistenza in corrente continua.
Per carichi di breve durata, la resistenza elettrica al passaggio della corrente continua, si può valutare nel seguente modo:

$$R_I = \frac{0,15}{C_{10}}$$

Ad esempio un elemento da 0,45 Ah avrà una resistenza interna all'incirca di 0,33 Ω.
Un carico di 1 A applicato per qualche secondo (circa 32 volte la corrente di scarica al regime di 10 h) provocherà una caduta di tensione di circa 0,33 V. Considerando la tensione a circuito aperto eguale a 1,35 V, per questo tipo di elemento il carico indicato produrrà una tensione ai morsetti di 1 V circa.
Impedenza al passaggio di correnti alternate.
Le impedenze sono inferiori alle resistenze in corrente continua. Ad esempio l'elemento prima indicato presenta impedenze da 70 mΩ a 50 Hz che si riducono a 46 mΩ a 10.000 Hz. Per celle scariche l'impedenza sale a circa 4 volte i valori indicati.
La capacità alla scarica di 10 h, indicata al 100% a 20 °C, si riduce al 50% a —20 °C.
La perdita di carica a circuito aperto risulta dello stesso ordine di grandezza di quella indicata per gli elementi a bottone.

## 3. - ELEMENTI RETTANGOLARI

Sono di costruzione assai simile (vedasi fig. 3) a quella dei normali accumulatori al cadmio-nichel.
Un contenitore di lamierino nichelato racchiude un gruppo di piastre (di polarità opposta alternata) nelle quali le materie attive sono trattenute da un lamierino assai sottile nichelato e finemente perforato.
Le piastre sono distanziate da appositi separatori.
Gli elementi di capacità superiori ai 4,5 Ah sono provvisti di due terminali; gli elementi di capacità inferiore sono muniti di un solo terminale, mentre l'altro polo è collegato al contenitore metallico.
I tipi disponibili sono riportati nella tabella 3.

## 3.1. - Particolarità elettriche

Resistenza in corrente continua.
Per carichi di breve durata la resistenza
Per i carichi di breve durata la resistenza elettrica al passaggio della corrente continua, si può valutare nel seguente modo:

$$R_I = \frac{0,2}{C_{10}} \ (\Omega)$$

Ad esempio un elemento da 2 Ah, avrà una resistenza interna di 0,1 Ω circa.
Un carico di 4 A applicato per qualche secondo (circa 20 volte la corrente di scarica al regime di 10 h) provocherà una caduta di tensione di 0,4 V circa. Considerando la tensione a circuito aperto eguale a 1,35 V, la tensione ai morsetti risulterà di 0,96 V.
Le impedenze in corrente alternata di questi elementi, sono di alcune decine di Ω per celle cariche, e crescono fino a 4 volte per celle scariche.
La capacità alla scarica di 10 h (100% a 20 °C) si riduce al 65% a —20 °C.
La perdita di carica a circuito aperto risulta dello stesso ordine di grandezza di quella indicata per gli elementi a bottone.

## 4. - NORME DI ESERCIZIO

Tensione limite di scarica.
Per la buona durata di questi elementi è opportuno che la tensione per ogni elemento non scenda al di sotto di 1 V. Si prende questa precauzione per impedire che, data la rapidità di caduta di tensione, accada che un elemento si inverta. Sono altresì raccomandate le seguenti intensità massime per la scarica:

- scariche continue $10 \cdot I_{10}$ (cioè 10 volte l'intensità alla scarica in 10 h)
- scariche di alcuni secondi: $20 \cdot I_{10}$
- *ricarica*: All'inizio della carica di un elemento completamente scaricato l'intensità massima ammissibile può essere $5 \cdot I_{10}$ (cioè 5 volte l'intensità di scarica in 10 h). Alla fine della della carica l'intensità non deve superare $I_{10}$.

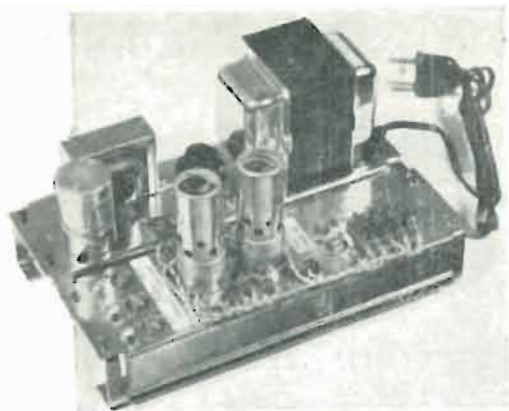
Il fattore di ricarica è 1,4, cioè occorre ricaricare una quantità di elettricità 1,4 volte maggiore di quella scaricata. Se la ricarica avviene all'intensità $I_{10}$ la ricarica durerà quindi 14 h.
Sono tollerati prolungamenti occasionali della carica oltre al limite indicato per alcune decine di ore ad intensità inferiori ad $I_{10}$.
La tensione di carica non presenta un massimo ben determinato e pertanto non può essere presa come indizio del completamento della carica.
Una caratteristica di carica è indicata nella fig. 4.
La tensione di carica deve essere regolata in modo che le scariche, anche se intermittenti, vengano compensate secondo il predetto coefficiente 1,4.
Nel diagramma indicato nella figura 4 appare evidente la proprietà stabilizzatrice di tensione di questo accumulatore.
Per compensare le perdite di autoscarica è sufficiente una carica ad intensità pari a 1/300 di $I_{10}$. *A*

# Inaugurata la nuova stazione di servizio Voxson a Napoli

Panoramica del salone di esposizione della produzione radio, autoradio e ricevitori di TV Voxson.

Sala di attesa in cui sono esposti alcuni modelli della produzione radio e TV. In primo piano un originale manifesto di pubblicità.

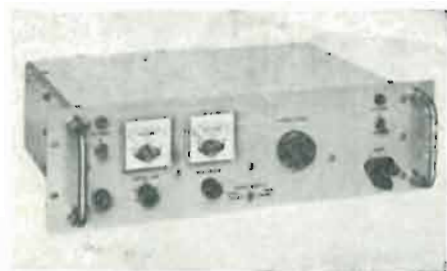
Sabato 12 maggio è stata inaugurata a Napoli, in Via Domenico Fontana, la nuova grande stazione di servizio autoradio Voxson.
L'iniziativa ha soprattutto lo scopo di mettere a disposizione di tutti i rivenditori specializzati di autoradio una attrezzatura completa per l'installazione e la messa a punto degli impianti radio sulle vetture.
I numerosi invitati, tra i quali autorità cittadine, uomini di cultura, noti esponenti di commercio, tecnici e specialisti, hanno potuto ammirare l'impianto più automatizzato che si possa immaginare: l'apparecchio Voxson Explorer, che si manovra a distanza mediante uno speciale pedale senza togliere le mani dal volante, fornito di una antenna automatica che si estrae e si ritira da sé ed avvisa anche quando lo stile supera la sagoma di ingombre della vettura.
Ha fatto gli onori di casa il Sig. Federico Bovenzi — Agente Voxson per la Campania — a cui si deve la nuova iniziativa.
Dopo la benedizione dei nuovi locali molto ampi ed arredati con gusto dall'Arch. Pino Russo, ha preso la parola il presidente della Associazione Commercianti Radio T. V., per elogiare la nuova realizzazione, al quale ha risposto con un breve discorso l'ing. Piccinini — Presidente della Voxson — sottolineando l'importanza che gli operatori commerciali hanno nella città di Napoli in questo periodo di rapido sviluppo del Mezzogiorno, come selezionatori di prodotti industriali e promotori preziosi della loro affermazione. *(s.v.)*

Una visione dell'elegante ufficio per l'accettazione dei Clienti nella nuova stazione di servizio Voxson a Napoli.

Esempio di amplificatore TV per VHF, destinato a impianti centralizzati d'antenna, costruito dalla Elettronica Professionale (Elpro), Milano.

## Amplificatori VHF della Elettronica Professionale

L'Elettronica Professionale (Elpro) ha recentemente introdotto nel mercato nazionale una serie di amplificatori VHF, con caratteristiche decisamente semi-professionali, per soddisfare le sempre maggiori richieste del mercato degli impianti centralizzati d'antenna di prodotti di classe che possono dare agli installatori (oltre i desiderati parametri elettrici di guadagno, rumore, larghezza di banda) un elevato grado di sicurezza nel tempo.
La costruzione meccanica è basata su dei telai modulari, già utilizzati dalla Elpro per i convertitori UHF/VHF C.4001 ed amplificatori UHF, con i separatori interni brasati a rame in forno ad atmosfera riducente onde ottenere un telaio omogeneo con elevatissima stabilità meccanica.
I valori di radiazioni sono mantenuti bassissimi mediante impiego di speciali zoccoli e condensatori passanti discoidali.
Tutto il materiale utilizzato è di ottima qualità e ogni singolo componente è singolarmente collaudato prima del montaggio.
Ecco sinteticamente per i nostri lettori le prestazioni di detto modello:
*a*) guadagno $\geq$ 37 dB (con possibilità di attenuarlo fino a 17 dB);
*b*) larghezza banda a 3 dB = 10 MHz;
*c*) figura di rumore $\leq$ 4 $kT_0$ (5,5 dB);
*d*) impedenza di entrata = 60 oppure 75 Ω;
*e*) valvole utilizzate = 1 × E88CC, 1 × E288CC.
Viene generalmente corredato con alimentatori Mod. A-1003 con primario universale.
L'amplificatore VHF può essere fornito sciolto oppure montato in cappe a due, quattro e sei posti.

## Rivelatori al silicio in misure con neutroni veloci

Il Dott. F. Merzari ha condotto presso il C.I.S.E. (Segrate - Milano) una ricerca sull'impiego di rivelatori al silicio in misure con neutroni veloci.
Da qualche anno a questa parte — ha dichiarato il Dott. Merzari — è andato sempre più sviluppandosi un nuovo tipo di rivelatore di particelle: il rivelatore a stato solido. Come è noto tale tipo di rivelatore si basa sulla proprietà che hanno alcuni materiali semiconduttori, quando sono portati a contatto, di originare un intenso campo elettrico nel punto di contatto. I materiali semiconduttori usati sono cristalli di germanio o silicio; una giunzione al silicio, per esempio, può originare un campo elettrico di circa $10^4$ V/cm.
Una particella ionizzante che attraversi una tale giunzione, cede la sua energia al cristallo sotto forma di creazione di coppie elettrone-buco che, sotto l'azione del campo intenso presente nella giunzione, vengono rapidamente colletti dando origine ad un impulso di corrente che, in certe condizioni, è proporzionale all'energia spesa dalla particella attraversando la giunzione stessa.
Come si vede, il meccanismo di rivelazione è esattamente l'analogo di quello di una camera di ionizzazione, dove la particella ionizzante, attraversando il gas di riempimento crea delle coppie di elettroni-ioni che vengono colletti sotto l'azione del campo elettrico applicato agli elettrodi; nel caso del rivelatore a stato solido, però, occorrono poche decine di volts per creare campi molto intensi e il tempo di raccolta è molto minore che nel caso della camera di ionizzazione.
La caratteristica principale dei rivelatori a stato solido è la risoluzione in energia, che può raggiungere valori fino al 3 per mille. Una delle ragioni di questo sta nel fatto che occorrono solo 3,25 V per creare una coppia di elettrone buco, quindi i numero di coppie create è circa 5-10 volte più grande che nel caso di gas e la fluttuazione è minore.
Lo studio eseguito presso il CISE riguarda la possibilità di usare un rivelatore di tali caratteristiche per lo studio di fasci di neutroni veloci. Il rivelatore usato per queste misure è un RCA tipo A di 5 mm² di superficie utile ed ottenuto per diffusione di fosforo in silicio di tipo *p* ad alta resistività.
Si è bombardato il rivelatore con neutroni di 14 Mev ottenendo uno spettro a picchi che riproducono lo spettro di livelli del nucleo residuo, il Mg, fino ad una energia di eccitazione di 4,26 Mev.
In un primo tempo la risoluzione sul picco a più alta energia, quello corrispondente allo stato fondamentale del nucleo residuo, è risultata essere del 2% circa.
La posizione del picco fondamentale e la sua risoluzione in energia permettono di ottenere una rapida misura dell'energia di fasci di neutroni monocromatici e nello stesso tempo della loro larghezza energetica quando la larghezza stessa sia dell'ordine dello 0,5-5%. Conoscendo la sezione d'urto della reazione *n*, *d* a varie energie *e* nel caso del picco fondamentale si può avere direttamente anche una misura assoluta del flusso neutronico. È ragionevole pensare che questa tecnica di controllo diretto dei fasci neutronici monocromatici possa applicarsi con successo da 5 a 20 Mev.
Una prima applicazione è stata la misura dei neutroni emessi dalla reazione $d + T$ della Van de Graaf del C.I.S.E., a vari angoli di emissione e per varie energie della macchina per controllare la taratura, la linearità della macchina stessa e la risoluzione energetica del fascio. *(i.s.)*

La Hewlett Packard Co. ha recentemente posto in vendita un nuovo tipo di alimentatore c.c. per uscita tra 0 e 45 V con 2A. È destinato principalmente a sperimentazione con transistori e a ricerche di laboratorio.

Impulsi con tempo di salita di circa 0.2 nanosecondi e durata di circa 2 microsecondi possono essere ottenuti con questo nuovo generatore, presentato dalla HEWLETT PACKARD Co. È il modello 213-A.

## Si allunga l'elenco dei superconduttori

I laboratori studi ed esperienze della Bell hanno annunciato sull'organo ufficiale della Società di Fisica Americana « Physical Review Letters » la scoperta di un nuovo superconduttore, il molibdeno puro.

La scoperta americana ripropone l'interrogativo secondo cui gran parte degli elementi metallici ritenuti sinora immuni dal fenomeno della superconduttività potrebbero essere superconduttori a condizione che vengano ottenuti con un grado elevato di purezza.

L'elenco dei superconduttori comprendeva sinora 23 elementi metallici, l'ultimo dei quali era stato scoperto nel 1953. Numerosi studi avevano escluso la possibilità di scoprirne altri.

Come è noto, la superconduttività è un fenomeno che si verifica in alcuni corpi attraversati dalla corrente. La resistività, che per una legge naturale dovrebbe ridursi gradualmente mano a mano che la temperatura si avvicina allo zero assoluto, in alcuni corpi scompare all'improvviso. Avviene così che, talvolta, una corrente immessa in un circuito di superconduttori impiega un tempo incredibilmente lungo prima di scomparire, persistendo persino per alcuni giorni con un'intensità non molto inferiore a quella iniziale.

Gli scienziati della BELL hanno riferito di aver sperimentato campioni di molibdeno puro provenienti da fonti diverse ed ottenuti con diversi procedimenti. Tutti i campioni sono divenuti superconduttori a circa un grado centigrado sopra allo zero assoluto.

I campioni di molibdeno adoperati nei LABORATORI BELL per gli esperimenti erano di un grado di purezza di gran lunga superiore a quella del materiale provato in precedenza per esperienze analoghe. Pasticche fuse di molibdeno sono state riscaldate a lungo in un forno ad arco, sino all'eliminazione pressochè integrale delle impurità residue. Un solo cristallo di molibdeno è stato quindi coltivato e depurato mediante fusione con un fascio elettronico e raffinazione a zona flottante.

La scoperta della superconduttività nel molibdeno riapre l'indagine su vasta scala su tutti gli altri metalli apparentemente immuni dal fenomeno. *(u.s.)*

## Raggio luminoso riflesso sulla Luna

Gli scienziati americani hanno diretto un intenso raggio luminoso sulla Luna, registrandone il riflesso due secondi e mezzo più tardi.

L'esperimento è stato condotto da scienziati del Politecnico del Massachusetts (MIT) diretti dal prof. Louis Smullin e dal dr. Giorgio Fiocco, con un apparato appositamente costruito dalla RAYTHEON COMPANY, che è probabilmente il maggiore del mondo.

Il dispositivo si basa sul « maser », un amplificatore di eccezionale potenza ideato dall'americano Charles H. Townes, che riesce a produrre un raggio ristretto di intensissima luce rossa. Il fascio luminoso presenta una lunghezza d'onda e una polarizzazione talmente uniforme da prestarsi alla modulazione per l'eventuale impiego nelle trasmissioni di messaggi, conversazioni, musica o immagini.

L'elemento centrale del dispositivo è costituito da una barra di rubino della grossezza di una matita e della lunghezza di 15 centimetri, circondata da quattro lampade tubolari allo xenon disposte parallelamente. Quest'ultime sviluppano lampi abbaglianti della durata di 1/100 di secondo e dell'intensità di 40.000 lampade elettriche normali. Nel « maser » ottico o « laser » realizzato dalla RAYTHEON, le quattro lampade tubolari sono munite di riflettori metallici che concentrano la loro luce sul cristallo di rubino. Questo è mantenuto feddo con azoto liquefatto. Il fascio di luce bianca che investe il cristallo ne pone momentaneamente in eccitazione gli atomi di cromo (presenti come impurità nel rubino). Nel tornare allo stato iniziale di quiete, gli atomi di cromo emettono una luce rossa di una data lunghezza d'onda che viene « sballottata » avanti e indietro per riflessione entro il cristallo sino a quando non riesce ad uscire attraverso un foro piccolissimo praticato su un'estremità della sbarretta di rubino.

Il LABORATOIRE ELECTRO-ACUSTIQUE presenta un generatore a battimenti di grande stabilità e bassa distorsione È il modello GMB1 (tara in dB) destinato alla gamma da 4 a 600 kHz, raffigurato qui sopra. Nella foto inferiore è invece riprodotto un nuovo ponte universale (mod. IPT1) per misure di resistenze, induttanze, capacità entro gamme assai estese.

Nel corso dell'esperimento del Politecnico del Massachusetts, l'intenso fascio ristretto di luce rossa che usciva dal rubino è stato concentrato mediante un telescopio a riflettore da 12 pollici e diretto su una parte predeterminata della Luna. Per impedire il surriscaldamento dell'apparecchio, sono stati inviati sulla Luna 13 impulsi di luce a circa un minuto di intervallo l'uno dall'altro. La luce riflessa dalla superficie della Luna è stata registrata elettronicamente con un telescopio da 40 pollici dell'osservatorio astronomico del Politecnico.

Gli sperimentatori sono certi di aver registrato con i loro strumenti il riflesso di tutti i 13 lampi luminosi diretti sulla Luna. Gli esperimenti verranno comunque proseguiti, nel quadro di un programma destinato ad accertare le possibilità di applicazione del ritrovato nella trasmissione di energia a grandissima distanza, per le operazioni chirurgiche e nelle comunicazioni.

Secondo Townes, il « maser » ottico (così chiamato dalle iniziali di « molecular amplification by stimulated emission radiation ») potrà essere utilizzato con vantaggio nelle comunicazioni spaziali, dato che all'esterno dell'atmosfera non esistono fattori, come il vapore acqueo o l'aria, che possano indebolire l'intensità dei fasci luminosi. *(u.s.)*

dott. ing. Ferruccio Bebber

# Tubi di potenza ad onde progressive ed ampia larghezza di banda*

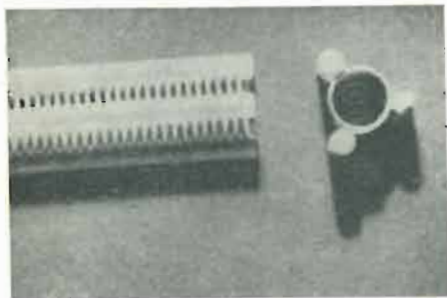



Fig. 1 - Elica del tipo comunemente impiegato nei tubi ad onde progressive.

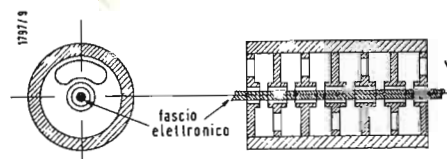



Fig. 2 - Guida d'onda a banda stretta, periodicamente caricata, consente una potenza media piuttosto elevata.

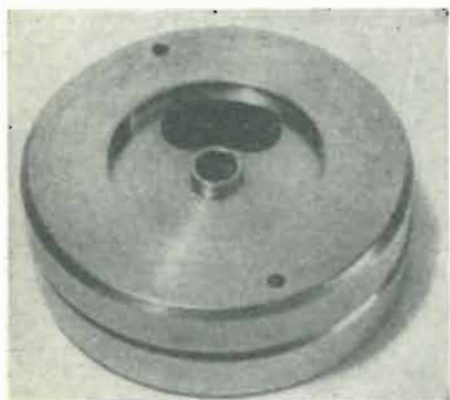



Fig. 3 - Elemento della struttura di fig. 2; il diagramma ha un'apertura di accoppiamento a forma di rene.

Il tubo a onde progressive è da tempo ben conosciuto per la capacità di funzionare con un'ampia larghezza di banda. I tubi attuali, che presentano larghezze di banda comparabili a quelle delle guide d'onda o di altri componenti passivi per microonde, sono tuttavia limitati in potenza soltanto a pochi watt di media. La limitazione della potenza deriva dall'impiego, per la struttura a interazione del tubo, di una elica del tipo rappresentato in figura 1. Generalmente, il filo dell'elica è di diametro pari soltanto ad alcuni millesimi di pollice, ed è disposto su sbarre ceramiche all'interno del tubo. La fragilità dell'elica e la esigua capacità di dissipazione del calore, da parte delle sbarre di supporto, limitano la potenza media, che il tubo a onde progressive può generare.

Per ottenere dai tubi a onde progressive una potenza media più elevata, la struttura ad elica è stata sostituita da una guida d'onda a banda stretta periodicamente caricata. La figura 2 mostra, in sezione trasversale e longitudinale, questo tipo di struttura a interazione, rappresentata anche in fig. 3. Come si può notare dalla figura 2, la guida d'onda circolare è periodicamente caricata con diaframmi provvisti di un foro centrale, attraverso cui passa un fascio di elettroni, e di un foro di accoppiamento per microonde a forma di rene. Il segnale a R.F. si propaga da un foro di accoppiamento a quello seguente attraverso la guida d'onda. Si può anche considerare questa struttura come formata da una serie di cavità cilindriche, periodicamente accoppiate dai fori a forma di rene; essa è perciò comunemente denominata a « cavità accoppiate ». La periodicità del carico ha come conseguenza una caratteristica di propagazione del tipo a filtro.

## 1. - LIMITAZIONI DELLA LARGHEZZA DI BANDA NEI TUBI A CAVITA ACCOPPIATE

La menzionata struttura a interazione a cavità accoppiate ha reso possibile la creazione di tubi a onde progressive di potenza media dell'ordine dei kilowatt. Fino a poco tempo fa però, la larghezza di banda di questi tubi di elevata potenza era limitata soltanto al 10%, rispetto a una larghezza di banda di circa il 40% tipica di tubi a onde progressive del genere ad elica.

La limitazione nella larghezza di banda della struttura a interazione a cavità accoppiate trae origine dal processo fondamentale di interazione in un tubo a onde progressive. Il segnale a R.F. e gli elettroni di un fascio emesso da un proiettore devono « viaggiare » attraverso la struttura a interazione quasi alla stessa velocità, affinché una data fase del campo a R. F. e un dato gruppo di elettroni stiano assieme e possano influenzarsi reciprocamente lungo un percorso piuttosto esteso.

A differenza degli amplificatori del tipo klystron, dove è necessaria una cavità risonante che crei forti campi di interazione entro una breve regione dello spazio, il tubo a onde progressive opera con strutture a larga banda non risonanti; però i campi di interazione in quest'ultimo sono molto più deboli di quelli di un klystron, e così, a parità di effetto, l'interazione tra segnale e fascio elettronico deve avvenire entro una regione più estesa. Ciò esige che la velocità di propagazione del segnale a microonde sia molto vicina alla velocità del fascio elettronico, ed è questa condizione che limita al 10% la larghezza di banda ottenibile con la struttura a interazione a cavità accoppiate.

Nella figura 4 sono poste a confronto le diverse velocità di propagazione del segnale a microonde attraverso l'elica di figura 1 e attraverso la struttura a banda stretta a cavità accoppiate di figura 3. La velocità di propagazione è rappresentata in funzione della frequenza del segnale. In basso nella figua 4, è indicata per confronto la larghezza di banda di funzionamento caratteristica di una normale guida d'onda. Al variare della frequenza del segnale, varia la sua velocità di propagazione, sia attraverso la struttura ad elica sia in quella a cavità accoppiate. Lo scostamento dal valore medio è però molto minore nell'elica: inferiore

* Scott, A. W. High Power TWT's with Wide Bandwidths, *Electronic Industries*, Novembre 1961, pag. 112.

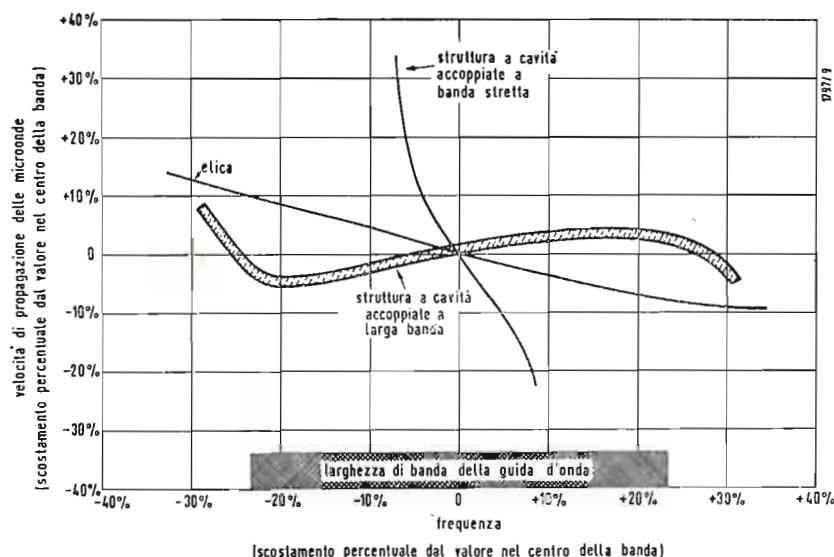



Fig. 4 - Confronto della velocità di propagazione del segnale RF nelle diverse strutture.

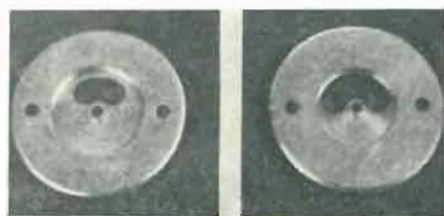



Fig. 5 - Le due strutture, a banda stretta (a sinistre) e a banda larga; si noti in quest'ultima la più ampia apertura di accoppiamento.

Fig. 6 - Esempio di tubo di potenza ad onde progressive, che adotta elementi a banda larga.

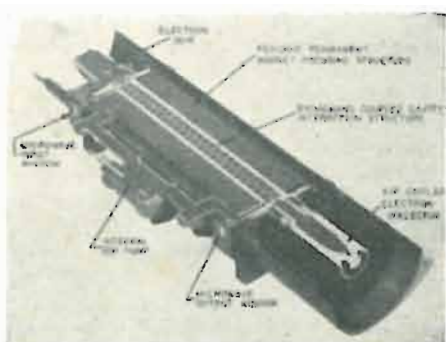



Fig. 7 - Sezione di un tubo a onde progressive a cavità accoppiate.

al 10% entro l'intera larghezza di banda della guida d'onda.

## 2. - RECENTI PROGRESSI

Finora, nell'uso di un tubo a onde progressive, si doveva scegliere in favore di una larghezza di banda comparabile a quella delle guide d'onda o in favore di una potenza media elevata, però con una banda piuttosto ristretta. Ora la struttura a cavità accoppiate è stata migliorata in modo da presentare una larghezza di banda come quella di una struttura ad elica, a parità di potenza erogata. La struttura perfezionata è messa a confronto, in figura 5, con il tipo precedente a banda stretta; essa è rappresentata a destra nella figura.

La velocità di propagazione entro quest'ultima struttura a larga banda è indicata in figura 4. Come si può notare, l'attuale circuito perfezionato ha una minore variazione in velocità di propagazione, perfino rispetto all'elica, entro l'intera banda della guida d'onda. Il miglioramento è stato ottenuto aumentado l'accoppiamento tra le cavità in modo da ampliare la banda passante di propagazione, e conformando il foro di accoppiamento in modo da raggiungere le caratteristiche di propagazione desiderate; sono stati eseguiti anche perfezionamenti per sopprimere oscillazioni spurie. Si è così conseguita, anche con una struttura a cavità accoppiate capace di erogare una potenza elevata, una larghezza di banda finora possibile soltanto con la fragile struttura ad elica.

La figura 6 rappresenta una applicazione caratteristica della struttura perfezionata in un amplificatore a onde progressive di elevata potenza media. L'amplificatore eroga in uscita una potenza di 1 kW di picco entro una gamma di frequenze da 7,8 a 11,4 GHz. Il tubo ha un guadagno di 40 dB e può essere perciò pilotato da una sorgente di 100 mW. Il proiettore elettronico è controllato in griglia, cosicché il fascio di elettroni di potenza elevata può essere modulato in un senso o nell'altro con l'applicazione di una tensione ad impulsi di circa soltanto 250 V. Il fascio elettronico è focalizzato con magneti permanenti periodici; l'intero tubo compreso l'apparato di focalizzazione pesa meno di 7 kg. Il tubo è raffreddato ad aria e può funzionare con una potenza media di uscita di 50 W, limite imposto dal proiettore controllato in griglia e non dalla struttura ad interazione. La figura 7 mostra una sezione trasversale del tubo; il fascio di elettroni è generato dal proiettore elettronico e concentrato verso il collettore dai magneti parmanenti periodici attraverso la struttura ad interazione. All'interno di quest'ultima si esercita una mutua azione tra il fascio elettronico e il segnale a microonde proveniente dalla finestra di ingresso; il segnale amplificato si rende disponibile alla finestra di uscita. Il tubo è inoltre provvisto di una pompa a vuoto elettronico integrale.

Le cavità accoppiate vengono realizzate mediante distanziatori in rame ed espansioni polari in ferro; i distanziatori formano le pareti esterne delle cavità e ne costituiscono la chiusura ermetica. All'esterno dei distanziatori sono disposti magneti ceramici di ferrite. Il campo megnetico, da essi prodotto, viene guidato verso il fascio elettronico per mezzo delle espansioni polari.

*(il testo segue a pag. 318)*

dott. ing. Giuseppe Baldan

# Prova dei tubi trasmittenti per radioamatori*

*Per eseguire la prova statica di emissione si può usare lo stadio di uscita di un trasmettitore per dilettanti, leggermente modificato; per la prova dinamica occorre invece impiegare un trasmettitore che funzioni sicuramente in modo perfetto.*

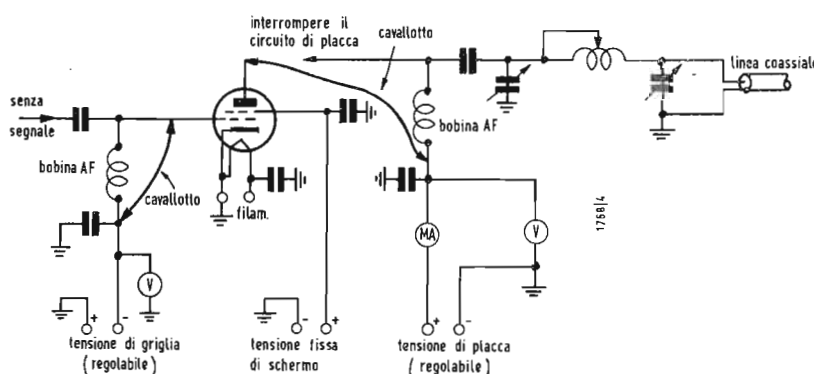



Fig. 1 - Modifiche da apportare al circuito anodico di uno stadio amplificatore finale RF di un trasmettitore per dilettanti, allo scopo di consentire la prova statica di un tubo trasmittente.

PROBABILMENTE alla maggior parte dei dilettanti è capitato una volta o l'altra di sentire il bisogno di sottoporre a qualche prova le loro valvole trasmittenti, che, com'è noto, non possono essere provate con i normali provavalvole per valvole riceventi. Molto è stato scritto sulla prova delle valvole riceventi ed ormai qualsiasi dilettante possiede o può facilmente trovare un provavalvole. Anche chi non ha tale possibilità possiede, di solito, una certa scorta di valvole riceventi che rende possibile la sostituzione delle valvole sospettate di non funzionare bene; tanto che l'individuazione dei guasti dovuti a valvole riceventi difettose è diventata ormai una cosa molto semplice. Non è invece né così facile, né così semplice individuare le valvole trasmittenti diffettose.
Sulle riviste è stato pubblicato molto poco circa la prova delle valvole trasmittenti. L'autore si accorse di ciò quando cercò di sapere quali prove avrebbe potuto effettuare per controllare le condizioni delle valvole trasmittenti del suo impianto. Avendo trovato molto poco nelle riviste, spedì molte lettere a vari fabbricanti di valvole chiedendo il loro consiglio sul modo di provare le valvole trasmittenti.
Le risposte furono abbastanza evasive. Solo un costruttore tentò di dare qualche informazione che, pur non essendo conclusiva, poteva aiutare a risolvere il problema.
Un costruttore inviò un pacco di letteratura con istruzioni per la progettazione e la costruzione di impianti trasmittenti e con molti prospetti riportanti le caratterictiche delle valvole prodotte dalla sua società. Per quanto riguardava la prova delle valvole trasmittenti la sua risposta è stata molto breve: « Non esistono dei sistemi semplici per la prova di tali valvole ». Questa affermazione è, come vedremo più avanti, senz'altro vera, però nessun buon dilettante si sarebbe arreso a questo punto, anche se aveva avuto un incoraggiamento così scarso.
L'obiettivo di questo articolo è quello di far conoscere alla maggior parte dei nuovi dilettanti, e forse anche qualcuno dei più vecchi, i problemi insiti nella prova delle valvole trasmittenti, e di illustrare alcune semplici prove che possono essere eseguite dal dilettante medio che desideri conoscere se le valvole del suo stadio finale sono ancora in buon stato. In ogni caso i risultati delle prove possono servire per indirizzare l'indagine verso la strada giusta.
I sistemi fondamentali per provare una valvola sono due. Il primo è statico ed il secondo è dinamico. Poiché non sono disponibili dei testers adatti per il controllo di tali valvole, dovremo improvvisare il nostro tester. Per la prova statica useremo il nostro trasmettitore, al quale dovremo apportare qualche leggera modifica. Per la prova dinamica dovremo invece usare un trasmettitore apposito oppure il trasmettitore di qualche amico.

## 1. - PROVA STATICA

La prova statica è senz'altro il mezzo più semplice per raccogliere dei dati sulla valvola in prova. I dati caratteristici della valvola forniti dal costruttore contengono di solito anche dei grafici preparati in base alle prove statiche eseguite in fabbrica. Questi grafici possono essere chiamati: « caratteristica anodica media », « caratteristica e tensione di griglia costante », oppure « caratteristica a corrente costante » secondo il modo in cui viene eseguita la prova statica.
Nella prova statica la valvola può essere lasciata nel trasmettitore, temporaneamente modificato, come si vede nelle figg. 1 e 2. L'amplificatore finale deve poter funzionare senza oscillazioni parassite o di altra natura, deve essere inoltre senza segnale in griglia e senza carico anodico. Si devono predisporre dei sistemi che permettano di variare passo a passo la tensione di griglia e la tensione di placca. Sarebbe bene avere una sorgente anodica regolata con un autotrasformatore ed una tensione di polarizzazione di griglia variabile, però non si tratta di elementi assolutamente indispensabili. La tensione di placca può essere variata a scatti, mettendo in serie al primario del trasformatore delle lampade di varia potenza. La tensione di griglia

---

* GRENAILLE, R. A., Amateur transmitting tube testing, *Electronics World*, gennaio 1962, pag. 42.

può essere derivata da una batteria a prese multiple.
Se si desidera non modificare il trasmettitore ed eseguire la prova statica sul banco si possono impiegare i semplici circuiti delle figg. 3 e 4. Come sorgenti di alimentazione si possono impiegare le stesse suggerite per le figg. 1 e 2. Si deve inoltre prevedere una sorgente per il filamento ed uno zoccolo per la valvola. Occorreranno poi alcuni amperometri e voltmetri, più alcuni cordoni a clips per la conversione dei vari elementi.
La tensione da tenere costante nella prova statica dipende dal tipo di curva pubblicato dal costruttore. In qualche caso sono disponibili delle curve che rappresentano l'andamento della corrente anodica, in funzione della tensione di griglia a tensione anodica costante. Per ogni tensione di griglia si ha una determinata corrente anodica. Il diagramma si traccia riportando in verticale la corrente di placca (asse $y$) ed in orizzontale la tensione di griglia (asse $x$).
Invece di tracciare il fascio di curve su un nuovo diagramma si possono riportare i dati della prova direttamente sul grafico fornito dal costruttore. In questo modo si possono confrontare immediatamente i dati della prova con i dati originari. Se le due curve non differiscono è lecito supporre che l'emissione della vecchia valvola è confrontabile con quella di una nuova. Ciò non significa però che la valvola si comporterà bene anche sotto carico.
Una procedura tipica per tracciare le curve tensione di griglia/corrente di placca è la seguente. Si parte con circa il 25% della tensione massima nominale di placca e con la tensione di griglia al valore di blocco. Poi si riduce la tensione di griglia fino ad ottenere una corrente di placca pari al 10% circa del valore nominale. Infine si segna sul diagramma il punto corrispondente al valore della corrente di placca ed al valore della tensione di griglia. Poi si diminuisce ancora la tensione di griglia fino ad ottenere circa il 50% per conto della corrente di placca e si segna un altro punto. Si segue lo stesso procedimento anche con una corrente di placca pari al 75 % circa del valore nominale. Con questi tre punti si può allora tracciare una prima curva corrispondente ad un certo valore della tensione di placca. Poi si può aumentare questa tensione, per esempio, fino al 50% del valore nominale e tracciare un'altra curva. Si deve eseguire un numero di prove sufficiente per verificare se la valvola ha un comportamento abbastanza vicino a quello di

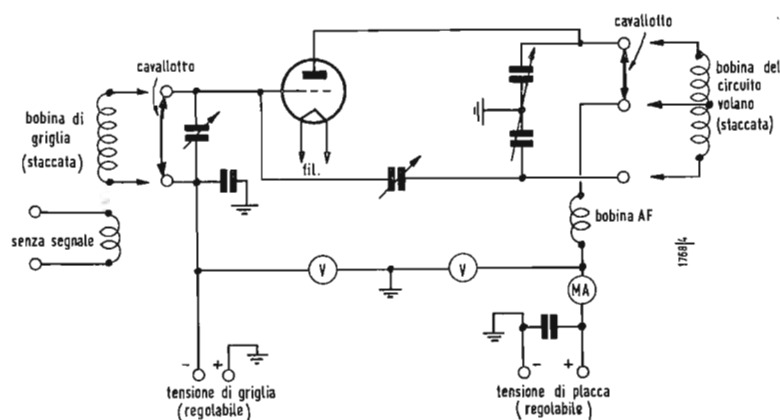



Fig. 2 - Modifiche di uno stadio finale a triodo da apportare per effettuare misure statiche.

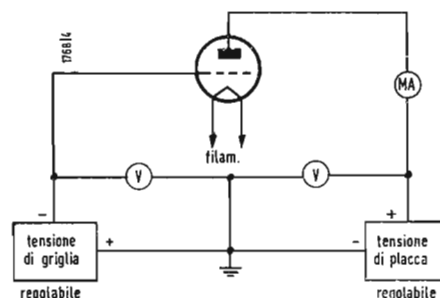



Fig. 3 - Circuito per la prova statica di un triodo.

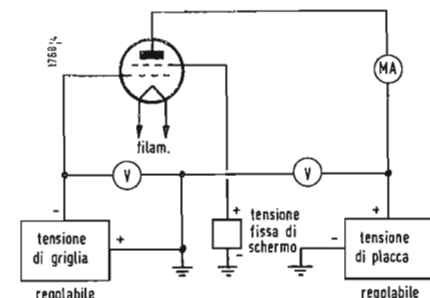



Fig. 4 - Circuito per la prova statica di un pentodo.

La RAYTHEON Co. costruisce un tubo a fascio, il CK6216, a bassa caduta e alta resistenza anodica d'impiego molteplice. Amplificatore in classe A il CK6216 può dare 3,8 W al 10% di distorsione con una tensione anodica di 200 V.

una valvola nuova, indicato dalle curve fornite dal costruttore.
Nel caso in cui si stiano provando dei tetrodi è bene assicurarsi che la tensione di placca, applicata alla valvola, sia sempre almeno 100 V al di sopra della tensione di griglia schermo, per non avere una corrente di griglia schermo eccessiva. Le varie tensioni impiegate nella prova devono essere controllate frequentemente in modo da assicurarsi che delle variazioni della tensione di rete non facciano variare le tensioni di prova.
Nel caso in cui il costruttore abbia pubblicato solo le « caratteristiche a tensione di griglia costante », si avrà un diagramma nel quale si ha sull'asse verticale la corrente di placca e sull'asse orizzontale la tensione di placca. Per tracciare tali curve si può partire con una tensione di griglia vicina al punto di blocco e poi variare la tensione di placca annotando i valori assunti dalla corrente di placca. Si traccia naturalmente una curva per ogni valore della tensione di griglia. Anche in questo caso si devono confrontare le curve ottenute con le curve pubblicate dal costruttore.
Ed anche qui il dilettante potrà trarre le sue conclusioni in base a dei dati di fatto. Se le curve rilevate non corrispondono a quelle pubblicate significa che non le valvole hanno delle caratteristiche che non corrispondono più a quelle delle valvole nuove.

## 2. - PROVA DINAMICA

Il dilettante medio non ha la possibilità di eseguire la prova dinamica secondo il metodo corretto adottato dal costruttore. Il sistema migliore per eseguire una prova dinamica della valvola consiste nel farla funzionare in un trasmettitore opportunamente regolato.
In effetti la migliore prova di una valvola trasmittente consiste nel verificare il suo comportamento nelle condizioni di funzionamento dinamico od effettivo. In quasi tutte le applicazioni delle valvole trasmittenti alle tensioni continue vengono sommate delle tensioni alternate od in generale delle tensioni rapidamente variabili. La caratteristica più utile di una valvola finale consiste nella sua capacità di trasformare le piccole variazioni di tensione della griglia in grandi variazioni della corrente di placca. Il modo in cui la valvola esegue questo compito si chiama caratteristica dinamica della valvola.
La prova dinamica può essere eseguita con il metodo della sostituzione, usando come « tester » un trasmettitore. Si può sostituire una valvola nuova sul proprio trasmettitore, oppure la valvola vecchia in qualche altro trasmettitore.
Sembrerebbe un sistema abbastanza semplice, però forse lo è meno di quanto si crede. Non occorre certamente dire che, se per esempio, sostituite una valvola nuova nel vostro trasmettitore dovete essere assolutamente certi che qualsiasi difetto che potrebbe avere rovinato le vecchie valvole, a parte l'invecchiamento, sia stato eliminato, prima di infilare la nuova valvola nello zoccolo. State attenti a non rovinare una valvola nuova e costosa.
Se la valvola da provare non ha dei corti circuiti fra i vari elettrodi essa può essere montata nel trasmettitore di un amico, ammesso però che questo trasmettitore monti lo stesso tipo di valvola ed abbia lo stesso tipo di funzionamento. In questa prova, se si vuole trarre una qualche conclusione, è necessario che il trasmettitore di prova sia assolutamente esente da oscillazioni parassite.
Dopo avere sostituito la valvola, per avere un'idea del modo in cui si comporta, è necessario effettuare le misure di controllo e misurare la potenza in uscita. Se l'amplificatore finale non funziona bene quando viene caricato con l'antenna o quando si applica la modulazione, la valvola in prova è sicuramente difettosa.
Un sistema per assicurarsi che una valvola continua ad andare bene può essere il seguente. Quando la valvola è nuova si registrano tutte le letture e tutte le posizioni degli elementi regolabili. Ciò significa che si suppone che all'inizio il trasmettitore funzioni bene. Dopo un certo tempo si può notare che la lettura degli strumenti è variata o che bisogna modificare la posizione di qualche controllo. Forse lo stesso carico finale non dà luogo alla stessa corrente di placca. Queste indicazioni vi preannunciano l'esaurimento più o meno prossimo della vostra valvola. Ricordatevi che molto spesso le vostre valvole non funzionano più, proprio quando meno lo vorreste, forse durante una piacevole conversazione od un contatto importante. Quindi registrate sul vostro « notes » tutte le posizioni delle regolazioni e tutte le letture degli strumenti, ma assicuratevi prima che il trasmettitore stia funzionando correttamente.
Come avevamo già detto all'inizio, la prova delle valvole trasmittenti non è molto facile. Non bisogna però scoraggiarsi. L'esecuzione delle prove statica e dinamica descritte in questo articolo potranno rassicurarvi sulle buone condizioni della valvola e dirvi che il difetto si trova in qualche altro componente. Potrete così salvare qualche valvola innocente dal cestino dei rifiuti.
Anche se ora non avete bisogno di controllare le vostre valvole trasmittenti, vi consigliamo ugualmente di effettuare le prove descritte; forse scoprirete delle cose nuove sulle valvole a vuoto ed imparerete a conoscerle meglio.

## Stabilimento semiconduttori ATES di Catania

Il transistore, questo minuscolo dispositivo elettronico il cni uome è divenuto così familiare in questi ultimi anni, ha dato vita ad una serie di applicazioni così vasta, da dimostrarsi in breve tempo insostituibile.
Dall'apparecchio radio di ridottissime dimensioni, per citare una delle applicazioni più note e comuni, ai moderni calcolatori elettronici, dai complessi strumenti di controllo per l'industria, alle applicazioni spaziali sugli apparati dei satelliti artificiali, i campi d'impiego del transistore, che è solo uno dei più noti componenti di una grande famiglia chiamata « semiconduttori », non si contano ormai più.
Dal 1949, data dell'invenzione del transistore, ad oggi, nel breve arco di tempo di circa un decennio, la crescente domanda di semiconduttori atti a supplire le più svariate esigenze ha determinato il sorgere di un settore industriale sempre più ampio, e che domina orizzonti vastissimi per il futuro.
La ATES (AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.), una Società del GRUPPO FINMECCANICA creata per lo sviluppo di programmi produttivi nel settore elettronico nel Mezzogiorno d'Italia, si è inserita nel nuovo e promettente campo dei semiconduttori con il modernissimo Stabilimento di Catania.
Questa nuova unità industriale è sorta ed è divenuta operante in brevissimo tempo. Dall'inizio dei lavori, verificatosi circa un anno fà, all'avvio della produzione, che è avvenuto in questi giorni, la zona Industriale di Catania si è arricchita di un complesso produttivo che a buona ragione può definirsi il più moderno Progettato e costruito con la direzione della RCA (RADIO CORPORATION OF AMERICA), in stretta collaborazione fra i tecnici americani e quelli italiani della ATES, il nuovo Stabilimento sorge a 7 km. da Catania, su un'area di 85.000 mq. adiacente alla strada litoranea per Siracusa.
Il gruppo di fabbricati, costruiti con criteri di assoluta funzionalità, copre una area di 9.000 mq., destinata ad aumentare con l'incremento della produzione prevista in futuro.
L'estrema delicatezza delle operazioni di produzione dei semiconduttori ha imposto per la realizzazione dello Stabilimento esigenze assolutamente eccezionali, che hanno condotto alla realizzazione di un impianto le cui caratteristiche escono dall'ordinario. Le speciali condizioni ambientali così ottenute sono idonee ad assicurare elevati prodotti qualitativi del prodotto con i costi più bassi.
Presso lo Stabilimento la produzione ha inizio con la preparazione delle barre di germanio, elemento essenziale dei transitori e dei diodi, e che costituisce il semiconduttore vero e proprio, e con la preparazione delle piastrine di germanio, ricavate da tali barre, aventi caratteristiche fisiche e dimensionali di altissima precisione. Reparti appositi provvedono alla preparazione delle parti, cioè dei reofori, dei supporti in vetro e metallo per i semiconduttori, dei cappucci metallici per la loro chiusura.
Nel reparto montaggio le varie parti vengono assiemate mediante operazioni di estrema delicatezza. Controlli automatici sui materiali, sulle parti, sul prodotto finito assicurano elevatissimi livelli di qualità dei semiconduttori.
Le particolari caratteristiche di questo genere di produzione impongono la presenza di una particolare purezza e temperatura dell'aria ambiente, che vien

ottenuta mediante impianti di condizionamento assolutamente fuori dell'ordinario.
Laboratori di ricerca e di controllo assicurano il costante studio e l'applicazione delle più moderne tecnologie e dei più avanzati metodi produttivi. Tutte le operazioni di produzione, di controllo, e gli studi necessari per mantenere i sistemi produttivi sul piano più moderno e progredito, hanno luogo con la stretta collaborazione ed assistenza tecnica della RCA, sulla scorta dei risultati ottenuti nei laboratori e negli Stabilimenti americani di questa grande industria.
Il personale addetto alla produzione, prevalentemente femminile, è stato assunto sul posto, ed ha seguito corsi di addestramento. *(c. s.)*

## Una nuova produzione di tubi elettronici in uno stabilimento rinnovato

Lo stabilimento Ates de l'Aquila ha subito dall'inizio del 1961 radicali trasformazioni: la superficie occupata dai reparti di produzione dei tubi elettronici è quasi raddoppiata; gli impianti sono stati potenziati e modernizzati, le tecniche ed i metodi organizzativi sono stati riveduti e rinnovati.
Queste radicali innovazioni, condotte nel corso di un anno di intenso lavoro, hanno portato lo Stabilimento Ates de l'Aquila in una posizione tale da poterlo certamente annoverare fra i più efficienti d'Europa.
Il numero dei dipendenti registra un incremento sensibile sia nel settore impiegatizio che in quello operaio. Le assunzioni, effettuate pressochè totalmente sul luogo, hanno determinato un deciso beneficio nell'occupazione locale. Anche i corsi di addestramento, effettuati a cura degli specialisti della Società, segnano un ulteriore passo verso la qualificazione della mano d'opera.
Queste radicali trasformazioni hanno determinato un deciso progresso nel livello quantitativo e qualitativo della produzione. Oltre che sul mercato italiano, questi tubi vengono infatti esportati in tutto il mondo. Correnti di esportazione hanno perfino raggiunto gli Stati Uniti d'America, come noto, che rappresentano la roccaforte mondiale del progresso scientifico e della produzione elettronica.
*c. s).*

## Nuovo transistore di germanio a strato epitassiale e a rapidissima commutazione

Un transistore, il 2N994, di piccolissime dimensioni — un ditale ne può infatti contenere 12 — con tempo massimo totale di commutazione di 80 nanosecondi, in un complesso conservativo di circuiti, è stato costruito dalla General Electric.
Il suo regime di corrente di taglio al collettore è di 18 μA, a temperatura ambiente di + 70°C ed il suo beta minimo è 20, a temperatura ambiente di — 55°C. Si ritiene che tale transistore di germanio a struttura piana sia il primo normalizzato con tali parametri estremi di temperatura.
Il transistore 2N994 ha tipico rapporto di amplificazione per una larghezza di banda di 1000 MHz ed altre importanti caratteristiche, fra cui piccoolo rapporto beta di 3 : 1; gradi dissipazione totale di potenza in aria libera di 2000 mW, tensione massima bassa di saturazione di 10 mA a corrente di collettore.
La General Electric comunica inoltre di costruire in serie già 11 dei 12 tipi di transistori a commutazione rapida che essa ha attualmente in fabbricazione. Tutti questi transistori sfruttano la combinazione delle tecniche più moderne per la costruzione di transistori utilizzanti strato epitassiale e struttura piana, con processo di diffusione gassosa. *(i.g.e.)*

---

(segue da pag. 313)

Un altro tipo di amplificatore a onde progressive recentemente sviluppato impiega una struttura a cavità accoppiate del tipo perfezionato. La focalizzazione in questo amplificatore è attuata per mezzo di solenoide invece che con magneti periodici permanenti. L'intera struttura a interazione è in rame allo scopo di aumentare la capacità di dissipazione del calore. Questo tubo fornisce la stessa potenza di picco del precedente, entro una uguale larghezza di banda e con lo stesso guadagno. Comunque, in conseguenza alla costruzione in rame e alla concentrazione a solenoide, questo tubo può operare con qualunque ciclo di funzionamento ed erogare fino a 1 kW di potenza media. Ciò è di parecchi ordini di grandezza superiore a quel che si può ottenere da un tubo ad elica.
In conclusione, la descritta struttura a interazione a cavità accoppiate a larga banda ha reso possibile la costruzione di amplificatori a onde progressive, che presentano larghezze di banda confrontabili con quelle delle guide d'onda, o di altri componenti passivi comunei mente impiegati in apparati per microonde, a un livello medio di potenza dell'ordine del kW.
*A*

Piero Soati

# Note di servizio del ricevitore di TV GBC, mod. SM/2003

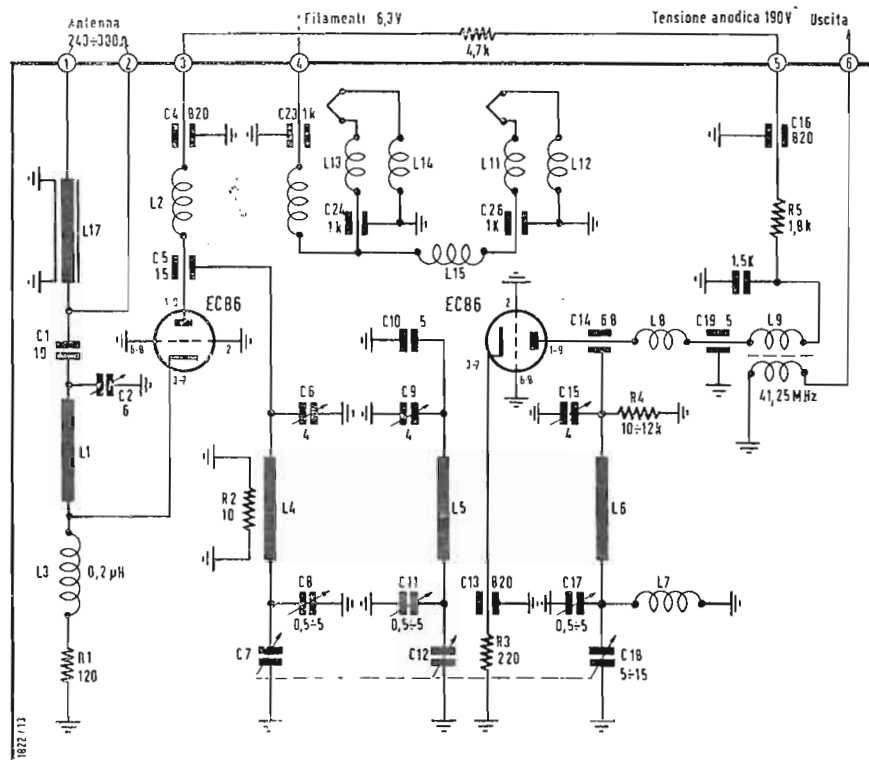



Fig. 1 - Schema elettrico del gruppo UMF M-390

Il televisore SM/2003 della ditta CASTELFRANCHI, GBC, del tipo intercarrier è adatto alla ricezione di tutti i canali italiani VHF e di quelli UHF. L'alimentazione è del tipo universale per reti comprese fra i 110 V ed i 220 V. L'altoparlante è ellittico mentre il controllo di tono è comandato tramite dei tasti. Questo televisore monta un cinescopio da 23 pollici del tipo cosiddetto piatto e complessivamente 16 valvole, 2 diodi al germanio OA79 mentre il raddrizzamento della tensione di rete avviene mediante i raddrizzatori al silicio OA210. La caratteristica principale di questo apparecchio è quella di essere montato mediante dei telai premontati, preventivamente tarati, la qualcosa facilita l'eventuale loro sostituzione. D'altra parte esso viene fornito anche sotto forma di scatola di montaggio.

## 1. - VALVOLE E TELAI PRINCIPALI

$V_{1A}$ = ECC88 amplificatrice a radio frequenza VHF; $V_{1B}$ = ECC88 amplificatrice a radio frequenza VHF; $V_{2A}$ = ECF80 oscillatrice a radio frequenza; $V_{2B}$ = ECF80 mescolatrice a radio frequenza; $V_3$ = 6CB6 I$^a$ amplificatrice di media frequenza; $V_4$ = 6CB6 2$^a$ amplificatrice di media frequenza; $V_5$ = 6CB6 3$^a$ amplificatrice di media frequenza; $V_{6A}$ = 6AU8 rivelatrice video; $V_{6B}$ = 6AU8 amplificatrice finale video; $V_7$ = 6AU6 limitatrice suono; $V_{8A}$ = ECL82 preamplificatrice suono; $B_{8B}$ = ECL82 finale suono; $V_{9A}$ = 6SN7 GTB separatrice sincronismi; $V_{9B}$ = 6SN7 GTB separatrice di sincronismi; $V_{10A}$ = 6SN7 GTB comparatrice di fase; $V_{10}B$ = 6SN7 GTB oscillatrice orizzontale; $V_{11A}$ = ECL82 multivibratore verticale; $V_{11B}$ = ECL82 finale verticale; $V_{12}$ = 6DQ6 finale orizzontale; $V_{13}$ = 6AX4 damper; $V_{14}$ = 1G3 = raddrizzatrice EAT; $V_{15}$ = 23KP4 cinescopio; $V_{16}$ = EC86 amplificatrice radio UHF, $V_{17}$ = EC86 mescolatrice radio frequenza UHF; DIODI 1/2 = OA210 raddrizzatori di alimentazione.

*Telai premontati*: 1°) Gruppo sintonizzatore UHF M/390 (con 2 triodi EC86); 2°) Gruppo sintonizzatore VHF M/391 (ECC88 e ECF80). 3°) Telaio audio-

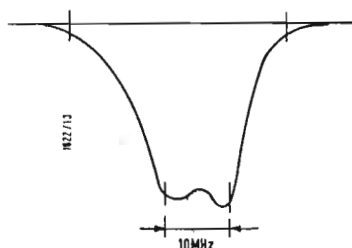



Fig. 2 - Curva di risposta per la frequenza di 465 MHz.

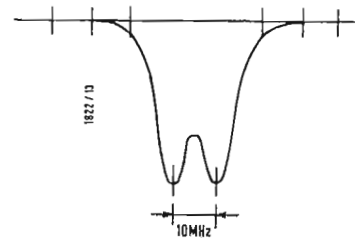



Fig. 3 - Curva di risposta per la frequenza di 790 MHz.

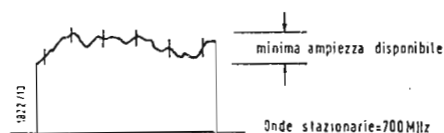



Fig. 1 - Rapporto onde stazionarie in banda.

video M 386 (3/6CB6, 1 6AU8, 6AU6, ECL82, 2 diodi al germanio OA79). 4°) Telaio di sincronismo orizzontale M/387 (2 6SN7GTB). 5°) Telaio di sincronismo verticale M 388 (ECL82). 6°) Trasformatore di uscita orizzontale e EAT M 389 (1G3).

## 2. - MESSA A PUNTO GRUPPO UHF M-390

Questo gruppo (figura 1), è tarato in laboratorio e quindi l'unica regolazione riguarda l'uscita. In caso di avaria, per una sua eventuale messa a punto ci si deve comportare come segue:
In primo luogo occorre accertarsi che alla placca della $V_1$ pervenga una tensione di 90 V, mentre il conduttore di alimentazione anodica della $V_2$ dovrà essere staccato. Successivamente all'ingresso del gruppo si applicherà, tramite un bilanciatore, il segnale del vobulatore tarato sulla frequenza corrispondente al canale che normalmente si riceve, collegando un oscillografo tra il + 190 della $V_2$ e la massa. Le curve di risposta che si ottengono dovranno corrispondere a quelle di figura 2 e3 rispettivamente per i 465 MHz e 790 MHz.

Il coefficiente di riflessione generalmente è controllato facendo uso del vobulatore tarato su 700 MHz, di un bilanciatore e della linea di discesa a 300 Ω. Il rapporto delle onde stazionarie deve risultare inferiore a 2, come è visibile in figura 4. Da notare che i segnali del Marker relativi alle figure di cui sopra sono intervallati di 10 MHz.
La curva di risposta deve essere prima controllata con una frequenza di entrata di 465 MHz, con il marker inserito, (variabile tutto chiuso). I trimmer $C_6$ e $C_9$ consentiranno di ottenere, per il massimo di ampiezza, una larghezza di banda non inferiore a 8-10 MHz,
Successivamente aprendo tutto il variabile, cioè con una frequenza di entrata di 790 MHz, si dovrà ottenere lo stesso risultato agendo sui trimmer $C_8$ e $C_{11}$. La frequenza dell'oscillatore, controllata con il marker, dovrà risultare superiore a quella di ingresso del segnale. L'eventuale regolazione dovrà essere effettuata agendo sul trimmer $C_{15}$ per le frequenze basse e su $C_{17}$ per le frequenze alte. Per il controllo del circuito di uscita si dovrà trasmettere capacitativamente il segnale modulato, al valore della media frequenza, al catodo della $V_2$ secondo lo schema di fig. 5. A questo scopo si potrà fare uso di una sonda simile a quella di figura 6.

## 3. - MESSA A PUNTO DEL SELETTORE VHF 8 CANALI M-391

Per un eventuale allineamento del sintonizzatore a radio frequenza VHF si procederà come segue: 1°) collegare

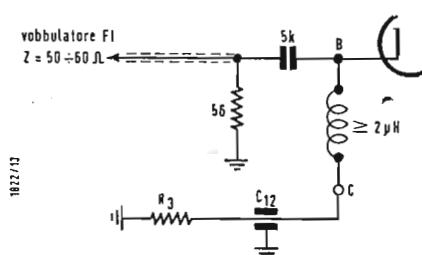



Fig. 5 - Circuito per il controllo dello stadio di uscita.

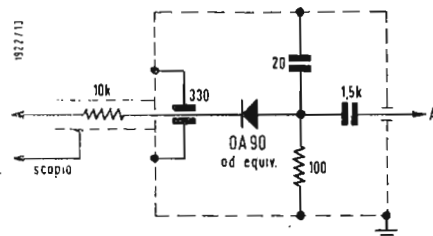



Fig. 6 - Sonda rivelatrice per controllo di risposta.

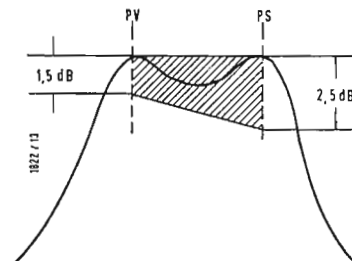



Fig. 7 - Curva di banda passante del gruppo VHF M 391

Fig. 8 - Circuito bilanciatore per misure di guadagno sul selettore VHF.

Fig. 9 - Schema del banco di misura per il controllo del gruppo VHF M-391.

l'oscillografo, disposto per la massima amplificazione al punto di misura TP con in serie un resistore da 10.000 Ω. 2°) collegare il generatore vobulato ai morsetti di antenna tramite un adattatore a 300 Ω. 3°) accoppiare, in modo molto lasco, l'uscita a RF del generatore dei segnali in modo da ottenere un segnale del marker molto nitido (inserire un filo isolato nella parte superiore dello schermo della valvola mescolatrice collegando l'altro terminale all'ingresso RF del generatore. 4°) collegare a massa il punto 5 e porre al centro il comando di sintonia fine. La curva relativa la banda passante deve essere contenuta nella zona tratteggiata visibile in figura 7.

## 4. - MISURA DEL GUADAGNO

Il segnale del generatore modulato a 400 Hz 30% dovrà essere applicato al selettore tramite l'antenna fittizia visibile in figura 8.

Il segnale a 400 Hz rivelato sulla griglia della valvola convertitrice deve essere prelevato dal punto di misura TP (figura 9) e se opportunamente amplificato permette di conoscere per ogni canale l'amplificazione alle varie frequenze. Successivamente si applica mediante un generatore a 41 MHz un segnale alla griglia del 1° stadio avente tale frequenza fino a leggere sullo strumento del generatore un dato valore $V_1$. Si apre poi il circuito del generatore a 41

Fig. 10 - Schema del banco di collaudo degli stadi di media frequenza.

Fig. 11 - Distribuzione dei componenti e degli organi di taratura del pannello di media frequenza.

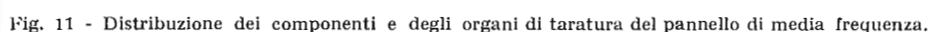
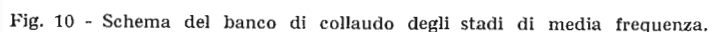
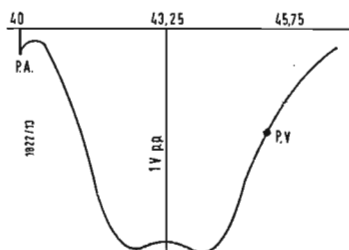



Fig. 12 - Risposta tipica di media frequenza.

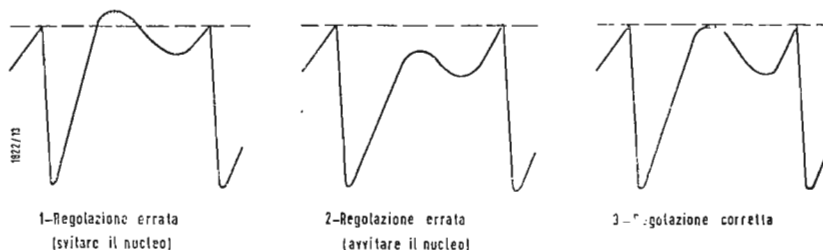



Fig. 13 - Regolazione corretta della forma d'onda del segnale dell'oscillatore bloccato.

MHz e si applica al selettore, mediante la solita antenna fittizia, un segnale avente frequenza corrispondente al centro tra le portanti del canale sotto misura. La sintonia fine deve essere predisposta in modo da ottenere la massima deviazione allo strumento indicatore dopochè si regoli il livello di uscita del generatore fino a leggere sullo strumento lo stesso valore della misura eseguita con il generatore a 41 MHz. Si annoti il livello $V_2$ del segnale all'uscita del generatore. Il guadagno sarà dato dalla formula $G = 2\ V_1/V_2$.

## 5. - TARATURA OSCILLATORE LOCALE

Portando il comando di sintonia fine a metà corsa la frequenza dell'oscillatore locale deve essere predisposta in modo da ottenere, con un segnale a radio frequenza al centro di ogni canale, un segnale a frequenza intermedia di 31 MHz con una tolleranza di circa $\pm$ 0,25 MHz.

## 6. - TARATURA E CONTROLLO DELLA MEDIA FREQUENZA

Si deve disporre di un sweep con gamma da 39-49 MHz, di un MARKER da 38 a 48 MHz e di un oscillografo. I vari strumenti saranno disposti come indicato in figura 10 e si seguiranno i seguenti criteri: 1°) disporre in parallelo all'entrata verticale dell'oscillografo un condensatore da 500 pF (ciò riduce il fruscio ed i disturbi) 2°) commutare il sintonizzatore su uno dei canali a frequenza elevata 3°) inserire la pila come da indicazioni visibili in figura 10.

*Uscita sintonizzatore* (41, 25 MHz) Trasformatore $L_1$. Se si avvita il nucleo si varia l'inclinazione del fianco sinistro della curva di figura 12 per allargare la banda di frequenza passante.

1° *Stadio MF.* Per variare l'inclinazione del fianco destro della curva di risposta e portare la portante video all'esatto punto della stessa occorre avvitare o svitare il nucleo di $L_2$ (45,75 MHz).

2° *Stadio MF.* Per determinare un migliore insellamento della curva occorre agire sul nucleo della bobina $L_3$ (44.75 MHz).

3° *Stadio MF.* Per regolare la parte sinistra della curva regolare il nucleo del trasformatore $L_4$ (42.25 MHz).

4° *Stadio MF.* Per regolare la parte centrale della curva agire sul nucleo $L_5$ (43.50 MHz) di $L_5$.

Tutte le suddette operazioni dovranno essere ripetute più volte fino ad ottenere sull'oscilloscopio una curva di media frequenza uguale a quella di figura 12.

*Regolazione trappola suono.* Il nucleo della trappola $L_6$ dovrà essere ritoccato in modo da ridurre al minimo la risposta su 40,25 MHz, mentre il nucleo della frequenza intermedia a 5,5 MHz andrà regolato in modo da ridurre al minimo il reticolo a 5,5 MHz che si osserva sullo schermo del cinescopio.

*Regolazione del sincronismo orizzontale.* Il segnale necessario per la regolazione di tale circuito deve essere prelevato all'uscita dell'amplificatore video agendo in modo che esso non abbia valori limiti sui 12-15 $V_{pp}$.

Dopo aver sintonizzato il televisore su di una stazione, si collega l'oscilloscopio, al terminale libero dell'oscillatore bloccato orizzontale con un probe avente capacità inferiore ai 10 pF.

Si regola la frequenza mediante il potenziometro che controlla la tensione anodica del triodo comparatore di fase.

La vite inferiore del trasformatore bloccato è quella che deve essere regolata, dato che essa permette di ottenere l'adatta forma d'onda agendo sul circuito stabilizzatore (vedere figura 13) La vite superiore generamente non deve essere toccata, se non per ritocchi trascurabili.

Dopo tale regolazione occorre regolare l'ampiezza del segnale di uscita (segnale di pilotaggio orizzontale) finchè sullo schermo non compaiano uno o due righe più chiare. Si ruoti in senso inverso il potenziometro fino a farle scomparire dopo di che si ritoccherà la vita superiore del trasformatore bloccato fino a che comunque si giri il comando del potenziometro *Frequenza orizzontale* il sincronismo resti sempre agganciato.

*Tabella 1.*

| Simbolo schem. | Valvola tipo | Placca [V] A | Placca [V] B | Griglia schermo [V] A | Griglia schermo [V] B | Catodo [V] A | Catodo [V] B | Griglia pilota [V] A | Griglia pilota [V] B |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{1B}$ | ECC88 | 180 | 150 | | | 110 | 100 | 105 | 100 |
| $V_{1A}$ | » | 80 | 75 | | | 1 | 0,8 | 3 | (1) |
| $V_{2A}$ | ECF80 | 125 | 120 | | | 0 | 0 | 4 | 4 |
| $V_{2B}$ | » | 165 | 160 | 110 | 100 | 0 | 0 | 3 | 2,5 |
| $V_3$ | 6CB6 | 125 | 118 | 125 | 118 | 0,3 | 0,9 | 2,5 | (1) |
| $V_4$ | » | 280 | 270 | 280 | 270 | 130 | 120 | 125 | 117 |
| $V_5$ | » | 230 | 220 | 225 | 220 | 4 | 3,5 | (1) | (1) |
| $V_{6A}$ | 6AU8 | −8 | (1) | | | | | —3,5 | 0 |
| $V_{6B}$ | » | 200 (4) | 150 (3) | 230 (4) | 190 (3) | 2 (4) | 1,6 (3) | 3,5 (4) | 0 (3) |
| $V_7$ | 6AU6 | 80 | 70 | 75 | 70 | 0 | 0 | 5 | (1) |
| $V_{8A}$ | ECL82 | 85 (5) | 85 | | | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $V_{8B}$ | » | 220 (5) | 210 | 220 | 200 (5) | (1) | 15 | (1) | (1) |
| $V_{9A}$ | 6SN7 G.T.B. | 21 | | | | 0 | 0 | —6 | (1) |
| $V_{9B}$ | » | 45 | | | | 0 | 0 | (1) | (1) |
| $V_{10A}$ | 6SN7 G.T.B. | 95 | | | | (1) | (1) | 15 | 18 |
| $V_{10B}$ | | 190 | | | | | | 50 | |
| $V_{11A}$ | ECL82 | 85 | | | | 0 | 0 | | |
| $V_{11B}$ | » | 260 | | 190 | 190 | 0 | 0 | | |
| $V_{12}$ | 6DQ6 | (1) | | | 140 | | 13 | 22 | |
| $V_{13}$ | 6AX4 | 280 | | | | (1) | | | |
| $V_{14}$ | 1G3 | (1) | | | | | 17kV (2) | | |
| $V_{15}$ | 23KP4 | 17kV (2) | | 450 | | 70 | | 50 | (6) |
| $V_{16}$ | EC86 | 150 | 150 | | | 0,6 | 0,6 | 0 | 0 |
| $V_{17}$ | EC86 | 185 | 180 | | | 1 | 1 | 0 | 0 |
| $D_{10}D_{01}$ | OA210 | 127 | 127 | | | | | | |
| $D_{10}D_{02}$ | OA210 | 285 | 285 | | | | | | |

1) la tensione non è misurabile, oppure non deve essere misurata, o il valore leggibile non è significativo
2) misurabile con probe per E.A.T. tenendo la luminosità al minimo
3) con contrasto regolato al massimo
4) con contrasto regolato regolarmente
5) con volume suono al minimo
6) varia con la luminosità: contrasto normale

*Tabella 2.*

| Terminali | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 12 | 13 | 14 | 18 | 23 | 29 | Osservazioni |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Gruppo U.H.F. | | | | 6.3 | 190 | | | | | | | | | | | Le tensioni sono state misurate, in assenza di segnale, impiegando un voltmetro a 20 k Ω/V. |
| V.H.F. | | | | | | 190 | | | 6.3 | | | | | | | |
| Telaio intercarrier | 6.3 | | 0–80 | | | | 280 | 190 | | | | | 6.3 | | 280 | |
| Sincroniz. Orizzontale | 200 | 6.3 | 80 | | | 200 | | | | | | | | | | |
| Sincroniz. Verticale | | | | | | | | | | 280 | | 6.3 | | 280 | | |
| Circuito Aliment. | Dopo la 1° cellula di filtro: 280 v.c.c.<br>Dopo la 2° cellula di filtro: 80 v.c.c. | | | | | | | | | | | | | | | |

## 7. - CONTROLLO DELLE TENSIONI

Le tensioni di cui alla Tabella 1 sono state rilevate mediante un voltmetro a valvola. I valori indicati nella colonna « A » si riferiscono al televisore con il controllo di sensiblità su « Locale » e con un segnale di 10.000 V. I valori della colonna « B » sono stati riscontrati in assenza di segnale.

In Tabella 2 sono invece riportati i valori delle tensioni che si debbono misurare ai terminali dei vari telai indicati più sopra. *A*

dott. ing. Antonio Nicolich

# Principi di elettroacustica: analogie elettriche, acustiche e meccaniche

QUALUNQUE dispositivo, che opera la trasformazione di energia elettrica in energia meccanica, e la trasformazione inversa, è detto *trasduttore*.

## 1. - INTRODUZIONE

Sono trasduttori i microfoni, gli altoparlanti, i fonorivelatori. Il contenitore di un altoparlante è invece un dispositivo puramente acustico. Tutti questi dispositivi presentano effetti di risonanza quando vengono eccitati meccanicamente, allo stesso modo che un circuito elettrico ad induttanza $L$ e capacità $C$ presenta effetti di risonanza quando sia eccitato elettricamente. La funzionalità di tali dispositivi è essenzialmente determinata dalla struttura meccanica. Per ottenere la risposta desiderata bisogna agire sulle caratteristiche meccaniche, dato che la compensazione elettrica delle deficienze meccaniche è possibile solo in casi paticolari. Esempio tipico è l'altoparlante, la cui risposta finale dipende dal movimento della membrana; se l'altoparlante non ha caratteristiche meccaniche adatte, presenta distorsione, anche quando è alimentato da un segnale elettrico perfetto.
I dispositivi meccanici ed i mobili acustici spesso presentano effetti di risonanza e sono caratterizzati da certi fattori confrontabili con gli elementi induttanza $L$, capacità $C$ e resistenza $R$ dei circuiti elettrici. Una volta stabilita la corrispondenza fra tali fattori ed $R$, $L$, $C$, si ha la possibilità di risolvere i problemi relativi alla desiderata risonanza ed al $Q$ del sistema.
Si può fin da ora stabilire le seguenti analogie:

– La resistenza elettrica corrisponde in acustica alla viscosità dell'aria e in meccanica all'attrito; l'elemento acustico ha a che fare con lo spostamento d'aria; gli effetti di viscosità nell'aria risultano dall'attrito che si verifica fra le particelle dell'aria;

– l'induttanza elettrica corrisponde all'inerzia meccanica (essenzialmente a motivo dell'effetto del prodotto massa × velocità) dell'aria in movimento; l'equivalente acustico è bene rappresentato dalla sezione trasversale di un tubo o di un condotto aperto ad entrambi gli estremi; nel sistema meccanico l'induttanza corrisponde all'inerzia di una massa solida (per es. un grosso peso); l'effetto reattivo della induttanza e della massa aumenta con la frequenza; nel caso meccanico un grave molto pesante presenta alle alte velocità una reattanza maggiore di quella di un piccolo peso;

– La capacità elettrica in acustica equivale all'effetto comprimente dell'aria ed è rappresentata dalla sezione trasversale di un recipiente avente un'apertura sola; se si introduce nella apertura un pistone, questo nel suo avanzamento nell'interno del recipiente, comprime l'aria in esso contenuta; l'aria compressa dimostra una caratteristica reattiva analogamente ad una molla di compressione; in acustica la capacità equivale all'elasticità dell'aria, mentre in meccanica l'effetto capacitivo è detto complianza o cedevolezza ed è rappresentata da una molla piana. Considerando l'effetto reattivo della molla, se questa viene compressa molto leggermente, le varie spire subiscono successivamente la compressione finchè l'onda di compressione raggiunge la spira terminale tenuta fissa; questa ultima agisce come un riflettore e fa ritornare la forza verso la sorgente della compressione; in ciò consiste la ben nota controreattanza delle molle di compressione. Se la pressione all'estremo libero della molla viene applicata a frequenza alta, l'onda di compressione non fa in tempo a raggiungere l'estremo fisso e a ritornare, prima che la forza iniziale applicata producente la compressione sia investita od esclusa.
In conseguenza la forza controreattiva della molla diminuisce sempre più all'aumentare della frequenza dell'eccitazione. Per un certo valore sufficientemente alto dell'eccitazione, la sorgente pulsante risentirebbe ben poco se l'estremo lontano, anzichè ancorato fisso, venisse lasciato libero. Si osservi l'analogia coll'effetto capacitivo in un circuito a c.a. all'aumentare della frequenza. Le curve di risposta all'aumentare della frequenza sono: valore costante per la resistenza; crescente

---

La sezione « alta fedeltà » è redatta a cura del dott. ing. ANTONIO NICOLICH.

per l'induttanza e decrescente per la capacità. L'entità dell'attrito meccanico (resistenza) cresce con la superficie di contatto.
L'attrito può essere radente, o volvente; esso è dovuto allo sfregamento delle molecole del materiale compresso.
Una lamina metallica piegata rapidamente avanti e indietro presenta questo fenomeno, perchè l'attrito molecolare produce riscaldamento del materiale.
La stessa cosa si verifica nella sospensione di un altoparlante quando questo vibra. Il valore di $R$ in tal caso è determinato dall'entità dell'attrito volvente che si sviluppa in seno al materiale.
Analogamente la quantità di massa presente in una struttura meccanica determina il valore della $L$. Le molle cedevoli (fatte di molte spire di filo sottile equivalgono a grandi valori di capacità, mentre le molle rigide equivalgono a piccole capacità elettriche).
La sospensione di un altoparlante e l'equipaggio della puntina di un fonorivelatore sono strutture a molla, che presentano $R$, $L$ e $C$, tutte tre ad un tempo. Un circuito elettrico rispecchiante queste condizioni è dato dalla capacità distribuita e dalla resistenza di una bobina, grandezze che determinano il suo $Q$ e la sua propria frequenza di risonanza. La massa della puntina e l'equipaggio nel caso del fonorivelatore e la massa del cono determinano il valore di $L$ del sistema meccanico (elettricamente parlando).
La complianza (cedevolezza o flessibilità) di queste strutture determina i valori della capacità $C$ equivalente, mentre i loro attriti volventi determinano i valori della resistenza $R$ equivalente. Queste strutture contengono cioè tutti gli elementi essenziali per produrre risonanza; occorre un accurato studio per proporzionare $R$, $L$, $C$ in modo che le risonanze non si verifichino nel campo di lavoro dell'apparecchio.
In fig. 1 sono rappresentati un altoparlante ed un mobile bass-reflex ed i loro circuiti equivalenti. Per l'altoparlante si vede che la massa $M$ (equivalente all'induttanza $L$) della bobina mobile e la struttura del cono si trovano in serie con la sospensione a bordo flessibile del cono, la quale è cedevole ($C$) e resistente ($R$). La resistenza di radiazione dell'aria caricante il cono costituisce un ulteriore carico resistivo (smorzamento) del circuito. Quando massa e cedevolezza sono presenti insieme in una struttura, vi è una certa frequenza per la quale queste due grandezze hanno reattanze uguali in valore assoluto e di segno opposto; la struttura risuona allora a quella frequenza. Se l'attrito meccanico è trascurabile ($R$ molto piccola), l'apparecchio presenta una risonanza molto acuta, proprio come nel caso di un circuito elettrico risonante ad alto $Q$.
Quando $R$ non è trascurabile, vi è un apprezzabile smorzamento e la curva di risonanza presenta una risposta larga in frequenza con un basso valore di $Q$ (come nel caso dei circuiti elettrici risonanti e a larga banda). L'effetto di $R$ deve essere ben studiato per produrre il necessario smorzamento.
Un semplice esempio di circuito meccanico in risonanza si ottiene sospendendo un peso ad un estremo di una molla, il cui altro estremo sia ancorato fisso. Applicando un impulso di strappo al peso, il sistema passa dallo stato di riposo a quello di autooscillazione; come il peso scende, la molla si stira, finchè la sua forza di richiamo diviene abbastanza grande da superare la trazione dovuta al peso; la molla allora comincia a tirare il peso verso l'alto e perde gradatamente la sua forza di richiamo, man mano che le spire si avvicinano. Quando la forza di ritorno della molla è diminuita sufficientemente, il peso diviene preponderante e stende di nuovo la molla muovendosi verso il basso. Con un impulso iniziale applicato al peso si possono così produrre vari cicli di questo tipo. Alla fine il sistema si ridurrà in riposo a motivo dell'attrito ($R$). È questo il principio di molti trasduttori. Nel caso dell'altoparlante la massa del cono e la struttura della bobina mobile entrano in risonanza con la sospensione flessibile ad una frequenza bassa. Allora un impulso elettrico singolo può eccitare una serie di oscillazioni meccaniche, ammesso che non vi sia smorzamento critico nella struttura. In tal caso non si ha una fedele replica acustica dell'impulso elettrico eccitatore.
È questa la ben nota risposta ai « bassi falsi » che è caratteristica degli apparecchi radio comuni. In queste condizioni tutte le note basse danno un uguale suono, senza riguardo dello strumento che le produce, perchè esse provocano tutte lo stesso genere di oscillazione del cono.
Nel caso di una campana o di una canna risonante (strutture ad alto $Q$), vi è ancora l'azione di tipo molla e peso, ma questi sono contenuti in una unica struttura, piuttosto che esistere come entità. Equivalenti elettrici e meccanici dei suddetti dispositivi si trovano nei circuiti elettrici. Per es., la molla e il peso sono direttamente corrispondenti al circuito elettrico avente costanti concentrate ($L$ e $C$ separate). Quando un simile sistema è in oscillazione ha luogo uno scambio di energia fra l'induttanza e la capacità. Il trasferimento di energia nel caso di un circuito risonante parallelo e l'assorbimento di energia nel caso di un circuito risonante serie, sono massimi alla risonanza e diminuiscono per frequenze diverse di quella di risonanza in entrambi i sensi. Una linea risonante di trasmissione elettrica è simile a una campana o a una canna risonante, perchè la $L$ e la $C$ sono distribuite, anzichè concentrate.
È facile ottenere onde sonore relativamente continue percuotendo ritmicamente e rapidamente una campana con un martello, perchè le oscillazioni così generate non fanno in tempo a spegnersi prima che sia somministrata alla struttura nuova energia. Si ha qui un comportamento analogo a quello di un amplificatore in classe $C$, in cui gli impulsi applicati alla griglia, di durata molto breve mantengono in oscillazione permanente il circuito risonante anodico. In questo caso, come con un altoparlante alla risonanza, l'energia in uscita non è una copia fedele dell'energia pilota applicata all'ingresso.
L'effetto di sfasamento che si verifica nei circuiti risonanti si presta agevolmente ad una similitudine meccanica. Si supponga ad es., di voler mantenere in oscillazione permanente la molla risonante od il peso dell'esempio precedentemente considerato; è qui necessario fornire impulsi periodici di energia per compensare le perdite resistive (con linguaggio elettrico) nel travaso di energia fra la molla ed il peso. Se si fornisse al peso un impulso energetico esattamente nel momento in cui il peso ha raggiunto il massimo della sua escursione verso il basso, si avrebbe il massimo assorbimento di energia. Se per contro si applicasse l'impulso troppo presto in una data direzione, si opporrebbe allo spostamento del peso; infine, se l'impulso avvenisse nella stessa direzione dopo che il peso ha invertito la direzione del suo moto, l'assorbimento di energia sarebbe minore del massimo, perchè il peso si muoverebbe in opposizione alla direzione dell'energia della sorgente, nel senso di allontanarsi da quest'ultima. un'inversione di fase dell'impulso applicato primo o dopo del picco del ciclo del peso, provocherebbe una diminuzione dell'energia fornita al sistema. Lo stesso effetto ha luogo nei circuiti risonanti elettrici quando si varia la frequenza del generatore eccitatore da entrambi i lati del punto di risonanza del circuito accordato.
Nel caso di dispositivi risonanti meccanici possono essere messi in evidenza effetti di carichi resistivi. Una cam-

pana vibrante, cioè in oscillazione, può essere rapidamente fermata applicando una forza smorzatrice. Toccandola con una mano o applicando un feltro, si provocherà assorbimento e dissipazione dell'energia oscillante. L'azione elettrica corrisponde a quest'ultimo caso, è l'aggiunta di una resistenza al circuito. I circuiti risonanti ad alto $Q$ rimangono in oscillazione per molti cicli in seguito all'applicazione di un singolo impulso energetico e presentano una salita molto acuta intorno alla frequenza di risonanza, mentre i circuiti con carichi resistivi forti, oscillano per poco quando si applichi loro un singolo impulso eccitatore e presentano una curva di risposta molto larga. Se si aumenta sufficientemente il carico resistivo, fino a raggiungere lo smorzamento critico del circuito, la curva di risonanza si allarga al punto da non rispondere più ad ogni particolare frequenza ed il circuito è detto aperiodico cioè non risonante. In condizioni di smorzamento critico un singolo impulso meccanico fornito al sistema provoca un singolo impulso di spostamento meccanico, che è una copia fedele dell'energia applicata. Si capisce ora l'importanza dello smorzamento nel caso degli altoparlanti. Sfortunatamente, lo smorzamento meccanico eccessivo che può essere prodotto dalla sospensione elastica dell'altoparlante, spesso genera una risposta non lineare. È perciò buona pratica provvedere un certo grado di smorzamento nella struttura dell'altoparlante; il rimanente smorzamento dipende dal mobile acustico e dall'impedenza interna dell'amplificatore. Il contenitore bassreflex funziona come struttura acustica antirisonante e contrasta l'azione risonante meccanica dell'altoparlante, quando risulti accordato alla sua propria frequenza di risonanza. È evidentemente importante realizzare un adatto valore del $Q$ acustico per regolare la larghezza della sezione di risonanza dell'altoparlante, se si vuole che vi sia un'opportuna compensazione da entrambi i lati del punto di risonanza. L'effetto di cancellazione è esplicato su entrambi i lati della risonanza dagli sfasamenti opposti prodotti dai due circuiti. Si ricorda che il circuito risonante parallelo è induttivo sotto alla risonanza, mentre il circuito risonante serie è capacitivo per frequenze inferiori a quella di risonanza. Il circuito risonante parallelo presenta la massima impedenza alla risonanza, mentre il circuito risonante serie presenta impedenza minima nello stesso punto. Per ottenere l'opportuna cancellazione sopra un esteso campo di frequenze, è necessario adattare i $Q$ dei due circuti.
Lo stesso principio dei circuiti risonanti a antirisonanti di bilanciamento viene sfruttato nelle antenne trasmittenti a larga banda per UHF.
Le strutture meccaniche piccole, ma flessibili, come ad es., le puntine fonografiche (o la sospensione del braccio della puntina negli stili a punta permanente) contengono massa distribuita e complianza; i loro effetti sono da tener presenti nello studio dei fonorivelatori.
Nel caso di capsule fonografiche, si riscontra che la struttura della capsula stessa costituisce una massa relativamente grande e quindi può risonare con la $C$ del circuito ad una frequenza molto bassa. Generalmente la capsula rimane ferma, mentre la puntina vibra secondo la modulazione del solco del disco. Tuttavia si capisce che per una certa frequenza molto bassa, la capsula e l'intero braccio del fonorivelatore possono essere posti in movimento dalle vibrazioni del disco. Il progettista di solito sceglie le condizioni per le quali la capsula ed il braccio siano sufficientemente pesanti per evitare risonanze entro la gamma di frequenze da riprodurre. Se si verificasse la risonanza nel campo di lavoro, provocherebbe una perdita di uscita e distorsione intorno a tale punto. Perciò la condizione desiderabile è di avere la capsula praticamente ferma e la puntina che segua la modulazione dal solco. Può allora verificarsi trasmissione di vibrazioni meccaniche risultanti alla capsula. Questa, fungendo come elemento trasduttore, produce in uscita un'energia elettrica. Quand'anche la capsula possa considerarsi stabile, può verificarsi un'altra risonanza. Essa si verifica quando entrano in risonanza la massa e la cedevolezza della struttura della puntina. Per questa ragione gli equipaggi delle puntine di vecchio tipo con la pesante vite (per il cambio della puntina) hanno una massa grande abbastanza per produrre risonanza al di sotto del limite superiore della gamma acustica. Ciò, a sua volta, impone gravi limitazioni alla risposta in frequenza di simili sistemi. I moderni tipi di capsule a puntina permanente presentano strutture considerevolemente più leggere ed acconsentono di ottenere una risposta in frequenza molto più estesa. Si può far sì che i fonorivelatori abbiano due principali punti di risonanza entrambi esterni alla gamma che si vuole riprodurre. Per rivelatori di alta fedeltà ben progettati i valori tipici delle risonanze sono 15 Hz e 20 kHz. Nel caso dei fonorivelatori si è dimostrato che la complianza si verifica alla puntina o nell'equipaggio di sospensione della puntina. Nel caso di fonorivelatori piezoelettrici, l'estremo della puntina trasmette le vibrazioni dovute al solco del disco attraverso alla complianza del dispositivo alle facce del cristallo, che pertanto genera un segnale elettrico di uscita in seguito alla sollecitazione meccanica. Si può fare in modo che quando un siffatto sistema presenta risonanza ad alta frequenza, la puntina o il suo estremo siano in vibrazione, ma non trasmettano forze meccaniche al cristallo, per modo che non si abbia uscita elettrica. Il proporzionamento della cedevolezza, della massa e della pressione dell'equipaggio della puntina, determina la frequenza di risonanza del complesso. Nel caso di rivelatori a cristallo, la complianza è generalmente e relativamente notevole perchè si devono trasmettere alla facce del cristallo forze meccaniche considerevoli. In tal caso si evita l'inconveniente usando una puntina lunga con una lunga porzione flessibile fra la sua estremità ed il gambo. Per contro i fonorivelatori a riluttanza variabile acconsentono l'uso di complianza minore, perchè il movimento deve fornire solo la forza relativamente piccola richiesta per variare la riluttanza del circuito magnetico. Perciò è più facile ottenere una frequenza di risonanza bassa coi fonorivelatori a riluttanza variabile. Poichè la complianza non influenza la risposta alle alte frequenze, il progettista deve badare essenzialmente alla riduzione del peso degli equipaggi mobili allo scopo di ottenere l'innalzamento del limite superiore del campo di frequenze riproducibile. Può però verificarsi che la riduzione del peso non sia sempre compatibile coi requisiti di cedevolezza per la risonanza alle frequenze basse, specialmente nel caso di unità piezoelettriche.

## 2. - ANALOGIE DINAMICHE

La teoria dei sistemi vibranti è stata ampiamente sviluppata. Sebbene generalmente non sia ritenuto, il circuito elettrico è il più comune esempio di sistema vibrante. L'equazione della teoria dei circuiti elettrici può essere fondata sulla teoria dinamica del Maxwell sostituendo le correnti alle velocità. Le espressioni dell'energia cinetica, dell'energia potenziale e della dissipazione indicano che le equazioni dei circuiti sono deducibili dalle equazioni generali dinamiche. Se un circuito elettrico è assimilabile ad un sistema vibrante, devono esistere analogie fra esso ed altri sistemi dinamici, ad es., i sistemi meccanici ed acustici vibranti.
Le equazioni del moto dei sistemi meccanici furono stabilite molto prima che si pensasse a equazionare i circuiti elettrici. In conseguenza, nei primi tempi della teoria di questi ultimi, ci si valse delle profonde conoscenze sui fenomeni meccanici. Oggi avviene l'opposto, cioè la teoria dei circuiti elettrici è assai più sviluppata di quella dei corrispondenti sistemi meccanici; infatti è assai più numerosa la schiera degli studiosi di elettronica che la schiera degli specialisti in meccanica.
Si può dire che praticamente tutti gli impianti comprendenti complessi meccanici od acustici, comprendono pure sistemi elettrici e devono essere studiati alla luce della teoria dei circuiti elettrici.

Il tecnico dell'acustica tratta la riproduzione del suono o la conversione dell'energia elettrica o meccanica in energia acustica, lo sviluppo dei sistemi vibranti ed il controllo delle vibrazioni sonore. Ciò abbraccia sistemi acustici, elettroacustici, meccanicoacustici ed elettromeccanicoacustici. Il tecnico meccanico studia vari meccanismi o sistemi vibranti con masse, molle ed attriti.

La teoria dei circuiti elettrici è il ramo della teoria elettromagnetica che tratta delle oscillazioni elettriche nelle reti elettriche lineari. Una rete elettrica è un aggregato di circuiti separati chiamati rami o maglie. Si può definire un circuito come un'entità fisica, in cui le grandezze variabili possono essere specificate in termini del tempo e di una sola dimensione, intendendo che il senso della variazione avviene lugno un'unica direzione. I rami o le maglie sono composte di elementi. Gli elementi elettrici sono le resistenze, le induttanze e le capacità. Vibrazioni monodimensionali si verificano nei sistemi meccanici costituiti da elementi meccanici (masse, molle ecc.). Sistemi acustici limitati, nei quali le dimensioni sono piccole rispetto alle lunghezze d'onda sonore, sono sede di vibrazioni monodimensionali.

Il numero di variabili indipendenti necessario per specificare completamente il moto delle parti di un sistema vibrante è una misura del numero di gradi di libertà del sistema. Se basta un'unica variabile, il sistema si dice ad un solo grado di libertà. In un circuito elettrico il numero dei gradi di libertà eguaglia il numero delle maglie chiuse indipendenti o circuiti componenti.

L'uso della notazione complessa è largamente impiegato nella teoria dei circuiti elettrici. Naturalmente tale metodo operazionale può essere applicato a qualsiasi sistema analiticamente simile. Matematicamente gli elementi in una rete elettrica sono i coefficienti nelle equazioni differenziali che la descrivono. Basando la teoria dei circuiti elettrici sulla dinamica maxwelliana, la rete forma un sistema dinamico in cui le correnti tengono il posto delle velocità. Analogamente i coefficienti delle equazioni differenziali dei sistemi meccanici ed acustici possono essere considerati come elementi meccanici ed acustici. La legge della f. c. m. di Kirchhoff, nella determinazione delle equazioni elettriche, corrisponde al principio di D'Alambert nella determinazione delle equazioni meccaniche ed acustiche. Vale a dire che ogni sistema elettrico, meccanico od acustico può essere considerato come una combinazione di elementi elettrici, meccanici o acustici. In conseguenza qualunque sistema meccanico o acustico può esser ridotto ad una rete equivalente elettrica ed i relativi problemi possono essere risolti con la teoria dei circuiti elettrici.

Data l'imponenza della mole degli studi effettuati per la risoluzione dei circuiti, in particolare elettrici, e la familiarità dei tecnici con questi ultimi, è logico estendere queste conoscenze alla soluzione di problemi di vibrazione in altri campi, con la stessa teoria che si adotta per la risoluzione dei circuiti elettrici. In quanto segue si trattano con precisione le analogie fra gli elementi dei sistemi elettrici, meccanici ed acustici.

## 3. - GLI ELEMENTI DEI SISTEMI ELETTRICI, MECCANICI ED ACUSTICI

### 3.1. - Resistenza

a) *Resistenza elettrica* - Il passaggio di una corrente elettrica attraverso una resistenza trasforma l'energia elettrica in calore. Quando una carica $q$ di elettricità attraversa una resistenza sotto l'azione di una tensione $v$, si ha perdita di energia. La resistenza è un elemento circuitale dissipativo. È ben noto dalla legge di Ohm che la resistenza elettrica $r_E$ in ohm è data dalla relazione

$$r_E = \frac{v}{i} \qquad (1)$$

essendo $i$ la corrente elettrica in ampere attraverso la resistenza.

b) *Resistenza meccanica rettilineare* - L'energia meccanica rettilineare si trasforma in calore quando un corpo animato da moto rettilineo incontra una resistenza lineare (attrito) che contrasta il moto. In un sistema meccanico la dissipazione è dovuta all'attrito. Quando una forza $f_M$ sposta di un tratto lungo $x$ una resistenza rettilineare meccanica, si ha perdita di energia. La resistenza rettilineare meccanica, o più semplicemente la resistenza meccanica nell'accezione comune, $r_M$ in ohm meccanici è data dalla relazione:

$$r_M = \frac{f_M}{u} \qquad (2)$$

dove $u$ è la velocità al punto di applicazione della forza in cm/s; la $f_M$ è misurata in dine.

la (2) afferma che la forza applicata alla resistenza rettilineare meccanica è direttamente proporzionale alla resistenza stessa e alla velocità lineare.

c) *Resistenza meccanica torsionale*

Quando un corpo animato da moto rotatorio incontra una resistenza rotazionale (attrito volvente) che lo contrasta, si ha trasformazione dell'energia meccanica torsionale in calore. Quando una forza torsionale $f_R$ fa spostare una resistenza rotazionale mec-

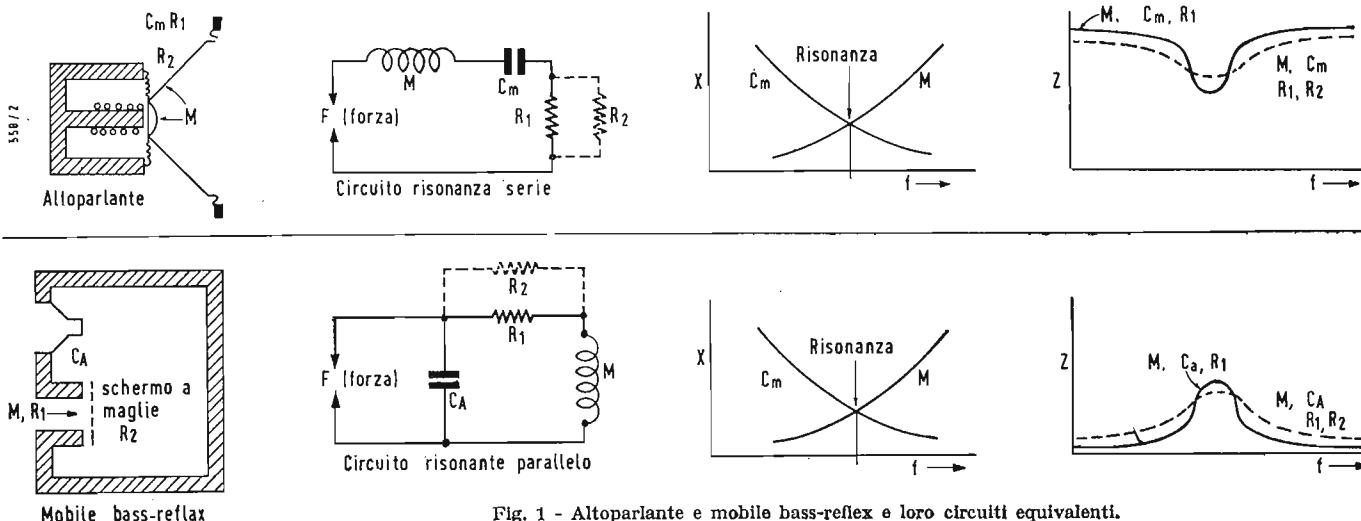



Fig. 1 - Altoparlante e mobile bass-reflex e loro circuiti equivalenti.

canica di un angolo $\Phi$, si ha perdita di energia.
La resistenza torsionale meccanica, o più semplicemente resistenza torsionale, $r_R$ in ohm torsionali, è data dalla relazione:

$$r_R = \frac{f_R}{\theta} \qquad (3)$$

dove $f_R$ = coppia applicata in dine.cm
$\theta$ = velocità angolare al punto di applicazione intorno all'asse, in radianti/sec.
La (3) afferma che il momento torcente pilota applicato alla resistenza torsionale meccanica è direttamente proporzionale a quest'ultima e alla velocità angolare.
d) *Resistenza acustica.*
In un sistema acustico la dissipazione può essere dovuta alla resistenza del fluido o alla resistenza di radiazione. Qui si considera il primo tipo di resistenza acustica (cioè quello del fluido). Quando un fluido attraversa una resistenza acustica, si ha trasformazione di energia acustica in calore. La resistenza è dovuta alla viscosità. Quando un volume $X$ di fluido (gas) è fatto passare attraverso una resistenza acustica da una pressione $p$, si ha perdita di energia.
La resistenza acustica $r_A$ in ohm acustici è data dalla relazione:

$$r_A = \frac{p}{U} \qquad (4)$$

dove $p$ = pressione in dine/cm$^2$.
$U$ = corrente di volume in cm$^3$/sec.
La (4) afferma che la pressione di comando applicata ad una resistenza acustica è proporzionale a quest'ultima e alla corrente di volume.

## 3.2. - Induttanza, massa, momento d'inerzia, inertanza

a) *Induttanza.*
L'energia elettromagnetica si accompagna all'induttanza, e diminuisce con essa; si conserva costante quando la corrente è costante. L'induttanza è l'elemento del circuito elettrico che si oppone alle variazioni di corrente. L'induttanza $L$ in henry è definita dalla relazione:

$$v = L \frac{di}{dt} \qquad (5)$$

dove $v$ = f. e. m. pilota in V,
$\frac{di}{dt}$ = velocità di variazione della corrente in A/sec.
La (5) afferma che la tensione ai capi di un'induttanza è direttamente proporzionale all'induttanza e alla velocità di variazione della corrente.
b) *Massa* - Nei sistemi rettilineali meccanici la massa è associata a energia inerziale rettilineale meccanica. L'energia rettilineale meccanica aumenta con la velocità lineare di massa, cioè durante l'accelerazione lineare. Essa descresce quando la velocità diminuisce; rimane costante, quando la velocità è costante. La massa è l'elemento meccanico, che si oppone alle variazioni di velocità. La massa $m$ in grammi è definita dalla relazione:

$$f_M = m \frac{du}{dt} \qquad (6)$$

dove $\frac{du}{dt}$ = accelerazione in cm/sec$^2$;
$f_M$ = forza in dine.
La (6) afferma che la forza agente applicata alla massa è direttamente proporzionale alla massa stessa ed alla velocità di variazione della velocità.
c) *Momento d'inerzia* - In un sistema torsionale meccanico il momento di inerzia è associato a energia inerziale torsionale meccanica. Quest'ultima aumenta al crescere della velocità angolare di un momento d'inerzia, cioè durante l'accelarazione angolare. Essa diminuisce quando la velocità angolare diminuisce; rimane costante quando la velocità angolare è costante. Il momento d'inerzia è l'elemento rotazionale, che si oppone alle variazione della velocità angolare. Il momento di inerzia $I$ in grammi/centimetri è dato dalla relazione:

$$f_R = I \frac{d\theta}{dt} \qquad (7)$$

dove $\frac{d\theta}{dt}$ = accelerazione angolare in radianti/sec$^2$;
$f_R$ = coppia in dine/cm.
La (7) stabilisce che il momento torcente applicato al momento d'inerzia, è direttamente proporzionale al momento d'inerzia stesso e alla velocità di variazione della velocità angolare.
d) *Inertanza* - In un sistema acustico l'inertanza è associata all'energia inerziale acustica. Quest'ultima aumenta con la corrente di volume di un'inertanza. Essa diminuisce quando la corrente di volume diminuisce e rimane costante quando la corrente di volume dell'inertanza è costante.
L'inertanza è l'elemento acustico che si oppone alle variazioni della corrente di volume. L'inertanza $M$ in grammi/cm è definita dalla relazione:

$$p = M \frac{dU}{dt} \qquad (8)$$

dove $M$ = inertanza in grammi/cm;
$\frac{dU}{dt}$ = velocità di variazione della corrente di volume in cm$^3$/sec$^2$;
$p$ = pressione in dine/cm$^2$.
La (8) afferma che la pressione agente applicata ad un'inertanza è direttamente proporzionale all'inertanza stessa e alla velocità di variazione della corrente di volume.

L'inertanza può essere espressa dalla relazione:

$$M = \frac{m}{S^2} \qquad (9)$$

dove $m$ = massa in grammi;
$S$ = area della sezione trasversale in cm² sulla quale agisce la pressione applicata per pilotare la massa.
L'inertanza di un tubo circolare è data dalla relazione:

$$M = \frac{\varrho\, l}{\pi R^2} \qquad (10)$$

dove $R$ = raggio del tubo in cm, $l$ = lunghezza efficace del tubo, cioè lunghezza del tubo più la correzione terminale;
$\varrho$ = densità del mezzo nel tubo in grammi/cm³.

### 3.3. - Capacità elettrica, complianza (cedevolezza) rettilineale, complianza torsionale, capacità acustica.

a) *Capacità elettrica.*
Le distribuzioni separate di cariche positive o negative sono accompagnate da energia elettrostatica; ad es., nel caso delle armature piane affacciate di un condensatore elettrico.
L'energia elettrostatica aumenta separando la cariche positive da quelle negative (a parità di distanza); essa è costante ed immaganizzata quando le cariche rimangono invariate; diminuisce mescolando le cariche, in tal caso l'energia viene emessa.
La capacità elettrica è l'elemento circuitale elettrico che si oppone alle variazioni della tensione elettrica. La capacità elettrica $C_E$ in F è data dalla relazione:

$$i = C_E \frac{dv}{dt} \qquad (11)$$

che si può anche mettere sotto la forma:

$$v = \frac{1}{C_E} \int i\, dt = \frac{q}{C_E} \qquad (12)$$

dove $q$ = carica accumulata dalla capacità elettrica in C.
$v$ = f. e. m. in V.
La (12) afferma che la carica elettrica è direttamente proporzionale alla capacità elettrica e alla tensione applicata.
b) *Complianza o cedevolezza rettilineale.*
La compressione di una molla o di un elemento cedevole è associata ad energia potenziale rettilineale meccanica. L'energia meccanica aumenta con la compressione della molla; diminuisce quando la molla si espande; rimane costante ed immagazzinata quando la molla si conserva ferma ed è compressa. La complianza rettilineale è l'elemento meccanico che si oppone ad una variazione della forza applicata. La complianza rettilineale $C_M$, o semplicemente complianza, è definita dalla relazione:

$$f_M = \frac{x}{C_M} \qquad (13)$$

dove $x$ = spostamento in cm, $f_M$ = forza applicata in dine.
La (13) afferma che lo spostamento di un elemento compliante è direttamente proporzionale alla complianza stessa e alla forza applicata.
La rigidità è il reciproco della complianza.
c) *Complianza o cedevolezza torsionale.*
La torsione di una molla a spirale piana o di un elemento compliante è accompagnata da energia rotazionale potenziale meccanica. L'energia meccanica aumenta caricando la molla; essa diminuisce quando la molla viene allentata e svolta; rimane costante ed immagazzinata quando la molla rimane fissa e avvolta. La complianza torsionale è l'elemento meccanico, che si oppone ad una variazione della coppia applicata. La complianza torsionale $C_R$, o momento della complianza, è definita dalla relazione:

$$f_R = \frac{\Phi}{C_R} \qquad (14)$$

dove $\Phi$ = spostamento angolare in radianti; $f_R$ = coppia applicata in dine × cm.
La (14) afferma che lo spostamento angolare di un elemento compliante torsionale è direttamente proporzionale alla complianza torsionale e alla forza applicata.
d) *Capacità acustica.*
La compressione di un fluido o di un gas è accompagnata da energia potenziale acustica. L'energia acustica aumenta col grado di compressione del fluido o gas. Essa diminuisce quando il gas si espande, rimane costante quando il gas si conserva fermo ed è allo stato compresso.
La capacità acustica è l'elemento acustico che si oppone ad una variazione della pressione applicata. La pressione in dine/cm², in termini della condensazione, è data dalla relazione:

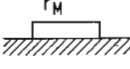
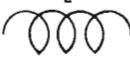
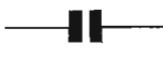
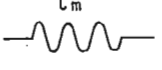
$$p = c^2 \varrho\, s \qquad (15)$$

dove $c$ = celerità (velocità) in cm/sec; $\varrho$ = densità in grammi/cm³; $s$ = = condensazione definita dalla successiva relazione (16).
La condensazione in un volume $V$ dovuta ad una variazione di volume da $V_1$ a $V_2$ è:

$$S = \frac{V_1 - V_2}{V_1} \qquad (16)$$

La variazione ($V_1 - V_2$) di volume in cm³ è uguale allo spostamento di volume in cm³:

$$V_1 \times V_2 = X \qquad (17)$$

dove $X$ = spostamento di volume in cm³.
La pressione $p$, tenendo presente le (15), (16), (17), può essere espressa così:

$$p = \frac{\varrho\, c^2 X}{V} \qquad (18)$$

La capacità acustica $C_A$ è allora definita dalla relazione:

| Sistema elettrico | Sistema meccanico rettilineare | Sistema meccanico torsionale | Sistema acustico |
|---|---|---|---|
| $r_E$ | $r_M$ | $r_R$ | $r_A$ |
| L | m | I | M |
| $C_E$ | $C_m$ | $C_R$ | $C_A$ |

550/2

Fig. 2 - Rappresentazione grafica dei tre elementi fondamentali nei quattro sistemi: elettrico, meccanico rettilineale, meccanico torsionale ed acustico.
$r_E$ = resistenza elettrica; $r_M$ = resistezna meccanica rettilineale; $r_R$ = resistenza meccanica torsionale; $r_A$ = resistenza acustica.
$L$ = induttanza; $m$ = massa; $I$ = momento d'inerzia; $M$ = inertanza; $C_E$ = capacità elettrica; $C_I$ = complianza (cedevolezza = 1/rigidità); $C_R$ = complianza torsionale; $C_A$ = capacità acustica.

$$p = \frac{X}{C_A} \qquad (19)$$

dove $p$ = pressione sonora in dine/cm², $X$ = spostamento di volume in cm³. La (19) afferma che lo spostamento di volume in una capacità acustica é proporzionale alla pressione e alla capacità acustica.

Dalle (18) e (19) si deduce che la capacità acustica di un volume $V$ è data dalla relazione:

$$C_A = \frac{V}{\varrho c^2} \qquad (20)$$

dove $V$ = volume in cm³.

### 3.4. - Rappresentazione di elementi elettrici, meccanici rettilineali, meccanici torsionali ed acustici

Tutti questi elementi sono stati definiti dalle precedenti relazioni.

In fig. 2 sono rappresentati schematicamente i tre elementi di ciascuno dei quattro sistemi. Gli elementi elettrici (resistenza, induttanza e capacità elettriche) sono rappresentati coi simboli convenzionali. La resistenza rettilineale meccanica è rappresentata da un attrito radente causa di dissipazione. La resistenza torsionale meccanica è rappresentata da un volano che ruota sopra una superficie con attrito volvente causa di dissipazione. La resistenza acustica è rappresentata da strette canalizzazioni, che provocano dissipiazione dovuta a viscosità, quando il fluido è forzato attraverso i canali. Questi elementi corrispondono alla resistenza elettrica nel sistema elettrico.

L'inerzia nel sistema rettilineo meccanico è rappresentata da una massa. Il momento di inerzia nel sistema torsionale meccanico è rappresentato da un volano. L'inertanza nel sistema acustico è rappresentata da un fluido contenuto in un tubo, in cui tutte le particelle si muovono con la stessa fase, quando vengono azionati da una forza dovuta a pressione. Questi elementi corrispondono all'induttanza nel sistema elettrico.

La complianza di un sistema rettilineale meccanico è rappresentata da una molla. La complianza torsionale nel sistema rotazionale meccanico è rappresentato da una molla. La capacità acustica nel sistema acustico è rappresentata da un volume che agisce come un elemento di rigidità o di elasticità. Questi elementi corrispondono alla capacità elettrica nel sistema elettrico.

In quanto si è detto sopra si è osservato che i quattro sistemi elettrico, meccanico rettilineale, meccanico torsionale, acustico, sono simili. Si è anche detto che attenendosi al concetto dina-

TABELLA 1

| Sistema elettrico | | Sistema meccanico rettilineale | | Sistema meccanico torsionale | | Sistema acustico | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Quantità | Simbolo | Quantità | Simbolo | Quantità | Simbolo | Quantità | Simbolo |
| Autoinduzione | $L$ | Massa | $m$ | Momendo d'inerzia | $I$ | Inertanza | $M$ |
| Carica elettrica | $q$ | Spostamento lineare | $x$ | Spostamento angolare | $\Phi$ | Spostamento di volume | $X$ |
| Tempo | $t$ | Tempo | $t$ | Tempo | $t$ | Tempo | $t$ |

TABELLA 2

| Sistema elettrico | | | Sistema meccanico rettilineale | | | Sistema meccanico torsionale | | | Sistema acustico | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Quantità | Simbolo | Dimens. | Quantità | Simbolo | Dimens. | Quantità | Simbolo | Dimens. | Quantità | Simbolo | Dimens. |
| Corrente | $i$ | $qt^{-1}$ | Velocità lineare | $x$ o $v$ | $xt^{-1}$ | Velocità angolare | $\Phi$ o $\theta$ | $\Phi t^{-1}$ | Corrente di volume | $X$ o $U$ | $Xt^{-1}$ |
| Tensione | $e$ | $Lqt^{-2}$ | Forza | $f_M$ | $mxt^{-2}$ | Momènto torcente | $f_R$ | $I\Phi t^{-2}$ | Pressione | $p$ | $MXt^{-2}$ |
| Resistenza elettrica | $r_E$ | $Lt^{-2}$ | Resistenza meccanica | $r_M$ | $mt^{-1}$ | Resistenza rotazionale | $r_R$ | $It^{-1}$ | Resistenza acustica | $r_A$ | $Mt^{-1}$ |
| Capacità elettrica | $C_E$ | $L^{-1}t^2$ | Complianza | $C_M$ | $m^{-1}t^2$ | Complianza rotazionale | $C_R$ | $I^{-1}t^2$ | Capacità acustica | $C_A$ | $M^{-1}t^2$ |
| Energia | $W_E$ | $Lq^2t^{-2}$ | Energia | $W_M$ | $mx^2t^{-2}$ | Energia | $W_R$ | $I\Phi^2t^{-2}$ | Energia | $W_A$ | $MX^2t^{-2}$ |
| Potenza | $P_E$ | $Lq^2t^{-3}$ | Potenza | $P_M$ | $mx^2t^{-3}$ | Potenza | $P_R$ | $I\Phi^2t^{-3}$ | Potenza | $P_A$ | $MX^2t^{-3}$ |

TABELLA 3A

| Sistema elettrico | | | | Sistema meccanico rettilineale | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Quantità | Unità | Simb. | Dimens. | Quantità | Unità | Simb. | Dimens. |
| Tensione | V · $10^8$ | $v$ | $M^{1/2}L^{3/2}T^{-2}$ | Forza | Dine | $f_M$ | $MLT^{-2}$ |
| Carica o quantità di elettricità | C · $10^{-1}$ | $q$ | $M^{1/2}L^{1/2}$ | Spostamento lineare | centimetri | $x$ | $L$ |
| Corrente | A · $10^{-1}$ | $i$ | $M^{1/2}L^{1/2}T^{-1}$ | Velocità lineare | cm/sec | $x$ o $v$ | $LT^{-1}$ |
| Impedenza elettrica | Ω · $10^9$ | $Z_E$ | $LT^{-1}$ | Impedenza meccanica | Ω meccanici | $Z_M$ | $MT^{-1}$ |
| Resistenza elettrica | Ω · $10^9$ | $r_E$ | $LT^{-1}$ | Resistenza meccanica | Ω meccanici | $r_M$ | $MT^{-1}$ |
| Reattanza elettrica | Ω · $10^9$ | $x_E$ | $LT^{-1}$ | Reattanza meccanica | Ω meccanici | $x_M$ | $MT^{-1}$ |
| Induttanza | H · $10^9$ | $L$ | $L$ | Massa | grammi | m | $M$ |
| Capacità elettrica | F · $10^{-9}$ | $C_E$ | $L^{-1}T^2$ | Complianza | cm/dine | $C_M$ | $M^{-1}T^2$ |
| Potenza | Erg/sec | $P_E$ | $ML^2T^2$ | Potenza | Erg/sec | $P_M$ | $ML^2T^{-3}$ |

TABELLA 3B

| Sistema meccanico torsionale | | | | Sistema acustico | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Quantità | Unità | Simb. | Dimens. | Quantità | Unità | Simb. | Dimens. |
| Coppia | dine × cm | $f_R$ | $ML^2T^{-2}$ | Pressione | dine/cm² | $P$ | $ML^{-1}T^{-2}$ |
| Spostamento angolare | Radianti | Ø | 1 | Spostamento di volume | cm³ | $X$ | $L^3$ |
| Velocità angolare | Rad./sec | Ø o $\theta$ | $T^{-1}$ | Corrente di volume | cm³/sec | $X$ o $U$ | $L^3T^{-1}$ |
| Impedenza torsionale | Ω torsionali | $Z_R$ | $ML^2T^{-1}$ | Impedenza acustica | Ω acustici | $Z_A$ | $ML^{-4}T^{-1}$ |
| Resistenza torsionale | Ω torsionali | $r_R$ | $ML^2T^{-1}$ | Resistenza acustica | Ω acustici | $r_A$ | $ML^{-4}T^{-1}$ |
| Reattanza torsionale | Ω torsionali | $x_R$ | $ML^2T^{-1}$ | Reattanza acustica | Ω acustici | $x_A$ | $ML^{-4}T^{-1}$ |
| Momento d'inerzia | gr × cm² | $I$ | $ML^2$ | Inertanza | gr/cm⁴ | $M$ | $ML^{-4}$ |
| Complianza torsionale | Rad/dine/ /cm | $C_R$ | $M^{-1}L^{-2}T^2$ | Capacità acustica | cm⁵/dine | $C_A$ | $M^{-1}L^4T^2$ |
| Potenza | Erg/sec | $P_R$ | $ML^2T^{-3}$ | Potenza | Erg/sec | $P_A$ | $ML^2T^{-3}$ |

mico per il flusso di correnti elettriche nei circuiti elettrici, le leggi fondamentali sono della stessa natura delle leggi, che governano la dinamica di un corpo in movimento. In generale le tre dimensioni fondamentali sono: massa ($M$), lunghezza ($L$) e tempo ($T$). Queste equazioni sono direttamente associate al sistema rettilineale meccanico

Nel sistema meccanico si possono definire altre grandezze esprimibili in termini di queste dimensioni. Per analogia le dimensioni nel circuito elettrico corrispondenti alla lunghezza, alla massa e al tempo del sistema rettilineale meccanico, sono la carica, l'auto-induzione e il tempo. Le analoghe dimensioni corrispondenti nel sistema meccanico torsionale sono lo spostamento: angolare, il momento d'inerzia e il tempo. Le dimensioni analoghe corrispondenti nel sistema acustico sono lo spostamento di volume, l'inertanza e il tempo.

Le dimensioni fondamentali ora sopra ricordate sono riassunte nella Tabella 1. In ciascuno dei quattro sistemi si possono esprimere altre grandezze in funzione delle dimensioni date nella Tabella 1. Qualcuna delle quantità più importanti è stata riportata nella Tabella 2.

Queste due tabelle indicano grandezze corrispondenti in ciascuno dei quattro sistemi, il che significa che i quattro sistemi sono simili. Le dimensioni date nella Tabella I non devono essere confuse con le dimensioni classiche dei sistemi elettrici, meccanici e acustici, date nella Tabella 3, che usa i simboli massa $M$, lunghezza $L$ e tempo $T$.

Nel caso delle unità elettriche, la costante dielettrica e la permeabilità sono assunte senza dimensioni. *A*

dott ing. Pasquale Postorino

# Studio razionale di uno stadio d'uscita a carico catodico*

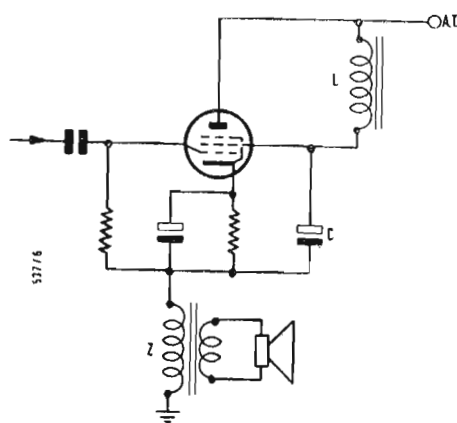
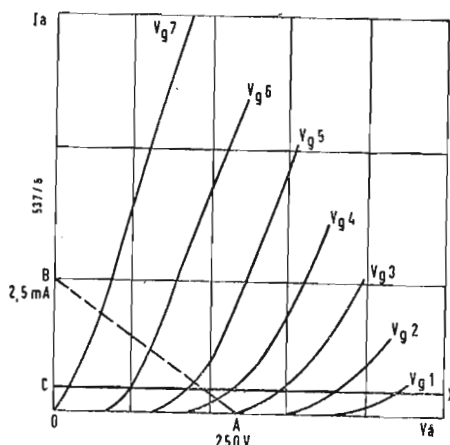



Fig. 1 - Schema di uno stadio d'uscita a carico catodico. L'impedenza di blocco $L$ ha lo scopo di permettere l'alimentazione della griglia schermo, mantenendolo al potenziale di catodo grazie a $C$. I valori di $L$ e $C$ devono essere sufficientemente alti per non modificare il funzionamento dello stadio alle più basse frequenze.

Lo stadio d'uscita a carico catodico, oltre ad essere semplice e poco costoso, è indubbiamente, in materia d'alta fedeltà, il circuito ideale. Esso può essere usato, senza sensibile aumento di prezzo, per tutti gli apparecchi, anche modesti, come radioricevitori, televisori, fonovaligie, ecc., evitando altresì l'uso della notevole alta tensione necessaria ad alimentare lo stadio pilota.

Richiamiamo, senza andare oltre, i principali vantaggi del « carico catodico ».

1) *Distorsione molto bassa*

2) *Banda passante molto larga*

3) *Smorzamento massimo del sistema di riproduzione (altoparlante e contenitore)*

Quest'ultimo punto è, a nostro avviso, molto importante. Infatti, mentre è molto facile ottenere con i comuni circuiti e con buon materiale i requisiti del punto 1) e 2), i vantaggi, di cui al punto 3), si possono ottenere soltanto con artifici tecnici spesso molto complicati ed in ogni caso sempre molto costosi.

Tutti i tecnici sanno che, per avere una buona riproduzione, è necessario una forte contro-reazione, ma questa è sovente male impiegata e quasi sempre insufficiente.

Molti amplificatori, anche di buona qualità, sovente danno dei risultati deludenti alle frequenze estreme: bassi che si prolungano, acuti che mancano di purezza. La causa di questo « smacco », che non sfugge ad un orecchio sufficientemente sensibile, è molto semplice: l'altoparlante non « segue », « si ingolfa » e non restituisce esattamente la forma dei segnali ricevuti.

Lo stadio d'uscita a carico catodico è a controreazione totale. È perciò difficile poter far meglio e l'« asservimento » del sistema di riproduzione è realizzato molto semplicemente, in maniera quasi assoluta, quindi con il massimo d'efficacia.

Purtroppo, ed è qui il rovescio della medaglia, lo stadio a carico catodico ha un'uscita, anche se di ottima qualità e tale da imporre ad un altoparlante, pur mediocre, una risposta corretta, di potenza limitata. Non bisogna dimenticare che il guadagno di questo stadio è inferiore all'unità.

Nel dimensionare lo stadio precedente a quello a carico catodico, bisogna tener conto di questo fatto.

*Esempio*:

Per una EL84, collegata a pentodo a carico catodico, si ha:

$G = 0{,}95$ e $Z = 5.000\,\Omega$ (fig. 1)

Essendo la potenza d'uscita legata alla tensione $U$ ai capi di $Z$ dalla relazione:

$$W = \frac{U^2}{Z}$$

per 3 W, si avrà ai capi di $Z$:

$\sqrt{3 \times 5000} = 122\ V_{eff}$

cioè

$122 \times \sqrt{2} = 172\ V_{max}$

Per ritrovare ai capi di $Z$ questi 172 V, bisogna perciò applicare alla griglia

$$\frac{172}{0{,}95} = 181\ \text{V}$$

Un rapido esame delle famiglie di curve, $I_a = f\,(V_a)$ con $V_g$ come parametro, relative a dei normali triodi, ci mostra che, per ottenere delle variazioni della tensione di placca sensibili con la minima distorsione, è necessario che la retta di carico si avvicini il più possibile ad una parallela all'asse delle $V_a$ (fig. 2); la retta di carico ideale sarebbe evidentemente questa parallela.

Naturalmente è praticamente impossibile ottenere una tale retta, ma ci si può avvicinare con il circuito di fig. 3; vedremo come.

Sia $V_1$ la preamplificatrice, della quale studieremo il funzionamento, e $V_2$ il tubo a carico catodico.

Le tensioni di B. F., che compaiono ai capi del trasformatore d'uscita, sono riportate alla base della resistenza di carico di $V_1$ (punto $A$), in fase con le tensioni applicate alla griglia di $V_2$.

Per semplificare le cose, supponiamo $C$ molto grande, in modo che la sua influenza sulle frequenze più basse sia trascurabile. Per la stessa ragione supponiamo che $L$ abbia una induttanza molto elevata, in modo da poter trascurare la sua resistenza interna.

Essendo l'impedenza d'entrata della valvola a carico catodico molto grande, dato che è uguale a $R_g\,(1 + K_d)$, trascureremo la sua influenza su $R_a$ e supporremo ugualmente che il suo guadagno sia costante su tutta la gamma delle frequenze da amplificare. Ricordiamo che $K_d$ è il coefficiente d'amplificazione dinamica, uguale, come noto, a $K_s \times R/R + \varrho$; essendo $K_s$ il coefficiente d'amplificazione statica, $R$ la resistenza o impedenza di carico e $\varrho$ la resistenza interna del tubo.

Fig. 2 - Famiglie di curve di un triodo-AB: retta di carico per un'alta tensione di 250 V ed una resistenza di carico di 100.000 Ω; $CX$: retta di carico ideale, che presuppone un'alta tensione infinita ed una resistenza di carico infinita.

(*) di G. Maillard, tradotto da *Toute la Radio*, luglio-agosto 1961, pag. 260.

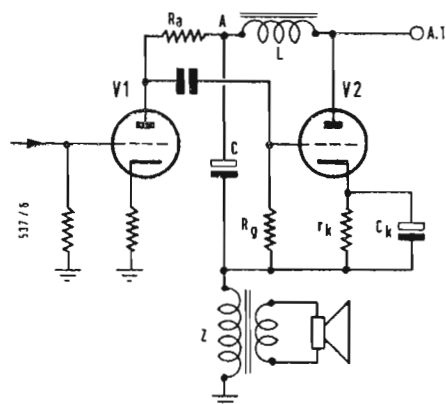



Fig. 3 - $V_1$ = preamplificatrice; $V_2$ = tubo di uscita a carico catodico. Le tensioni d'uscita sono prelevate ai capi di Z e riportate in A, alla base della resistenza di carico della $V_1$.

Ciò stabilito si ha:

$V_1$ = una sezione di ECC83

$R_a$ = 100.000 Ω

Alta tensione = 250 V.

Guadagno di $V_2$ = 0,95.

Essendo la resistenza in continua di $L$ molto piccola, possiamo ammettere di ritrovare al punto $A$ la totale tensione di 250 V.

Tracciamo adesso, sulla famiglia di curve di fig. 4, la retta di carico normale di $V_1$, assumendo arbitrariamente come punto di funzionamento quello relativo ad $I_a$ = 0,5 mA e per il quale si ha $V_g$ = —1,9 V e $V_a$ = 200 V. (discuteremo più sotto sulle condizioni determinanti la scelta di $I_a$).

Supponiamo adesso che la griglia di $V_1$ abbia una variazione tale da provocarne un'altra sulla placca di —100 V rispetto alla tensione di riposo $V_a$ (nel nostro caso 200 V). Questi 100 V, moltiplicati per il guadagno di $V_2$, si ritrovano in fase ai capi di $Z$, quindi al punto $A$, dove si hanno:

$$100 \times 0{,}95 = 95 \text{ V}$$

La variazione ai capi di $R_a$ è quindi in realtà di

$$100 - 95 = 5 \text{ V}$$

La variazione dell'intensità di corrente anodica corrispondente sarà

$$\Delta I_a = \frac{5}{100.000} = 0{,}05 \text{ mA}$$

Abbiamo adesso gli elementi, che ci permettono di tracciare la retta di carico corrispondente al funzionamento di $V_1$; questa retta passa naturalmente per il punto di riposo $P$ e per un punto $X$, le cui coordinate sono:

$$V_a = 200 - 100 = 100 \text{ V}$$

$$I_a = 0{,}5 + 0{,}05 = 0{,}55 \text{ mA}$$

L'esame della retta ottenuta ci fa vedere che $V_1$ funziona esattamente come se la sua resistenza di carico fosse non più uguale a 100.000 Ω ma a:

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{100}{0{,}00005} = 2 \text{ M}\Omega$$

e come se l'alta tensione nel punto $A$ fosse non più uguale a 250 V, ma alla somma delle cadute di tensione in $V_1$ e in $R_a$ fittizia, cioè

$V_a$ nel punto di riposo + ($R_a$ fittizia × $I_a$ reale), quindi $200 + (2 \cdot 10^6 + 5 \cdot 10^{-4}) = 1200$ V.

Si vede quindi che le variazioni di tensione anodica massima di cui si può disporre nel caso preso come esempio (fig. 4) sono limitate da una parte da $V_a$ e dall'altra dal punto $Y$ d'incontro della retta di carico con la caratteristica $V_g = 0$ (dove si trova: 186 V).

Con $R_a$ = 50 KΩ (fig. 4) si otterrà di più. Essendo, infatti, i nuovi valori di $R_a$ fittizia a dell'alta tensione fittizia, rispettivamente 1 MΩ e 725 V, l'incontro nel punto $R$ della nuova retta con la caratteristica $V_g = 0$ ci fa perdere qualche volt (20 invece di 14); ma $V_a$, nel punto di riposo $R$ scelto come in precedenza per $I_a$ = = 0,05 mA, assume un valore più grande di 25 V, cosa che ci permette d'ottenere una tensione a 205 $V_{max}$.

Più si diminuisce $R_a$, più la retta di carico s'inclina rispetto all'orizzontale. Non si può dunque esagerare in questo senso, perchè la caduta in c.c. ai capi del carico aumenta molto rapidamente ed in più è del tutto necessario che l'alta tensione fittizia sia superiore almeno al doppio di $V_a$.

Si potrebbe pensare di ridurre $I_a$, scegliendo sulla retta di carico un punto di funzionamento il più basso possibile; ma una riduzione di $I_a$ comporta una riduzione della banda passante. Infatti, non possiamo trascurare il tempo di carica delle capacità parassite durante le alternanze positive di grande ampiezza sulla placca di $V_1$. La carica delle capacità parassite avviene praticamente a *corrente costante*, poichè le variazioni d'intensità in $R_a$ sono molto piccole. Ricordiamo che in queste condizioni il tempo di carica $t$ è legato alla corrente di carica $I_o$ e alla tensione massima $V$ dalla relazione

$$t = \frac{C\,V}{I_o} \text{ , da cui}$$

$$I_o = \frac{C\,V}{t}$$

con $t$ in µsec, $C$ in pF, $V$ in V e $I_o$ in µA.

Perchè il nostro circuito possa funzionare correttamente fino, per esempio, a 50 kHz bisogna considerare quanto segue:

Il tempo di salita di un segnale sinusoidale di 50 kHz è uguale alla durata di un quarto di periodo, cioè

$$\frac{1}{50 \cdot 10^4 \times 4} = \frac{1}{2 \cdot 10^5} \text{ sec,}$$

cioè 5 µsec.

Se valutiamo, nel nostro esempio, in 12,5 pF le capacità parassite ed in 200 V le variazioni di tensione anodica massima di $V_1$, la formula precedente ci dà:

$$I_o = \frac{12{,}5 \times 200}{5} =$$

$$500 \ \mu\text{A} = 0{,}5 \text{ mA.}$$

Conviene segnalare l'inutilità del solito condensatore di disaccoppiamento di catodo della $V_1$. Essendo, infatti, le variazioni di $I_a$ molto piccole, la controreazione che ne risulta è trascurabile e non ha praticamente alcuna influenza sul funzionamento di $V_1$.

Per quanto concerne $V_2$, non ha alcuna importanza il tipo di valvola, triodo o pentodo, da utilizzare come tubo di uscita a carico catodico; comunque facciamo notare che il guadagno dei triodi non è mai superiore a 0,9, mentre quello dei pentodi arriva facilmente a 0,95...0,97. Il guadagno di uno stadio d'uscita a carico catodico determina la inclinazione della retta di carico dello stadio precedente; un guadagno più basso comporta,di conseguenza, una caduta in c.c. ai capi del carico più notevole (fig. 5).

È dunque più indicato impiegare dei pentodi, anche perchè lo schermo può essere collegato direttamente al punto $A$ (fig. 6). L'induttanza $L$, in pratica, può essere costituita dal primario di un piccolo trasformatore con impedenza la più alta possibile, senza utilizzazione del secondario (l'altoparlante dei toni alti può d'altronde essere collegato attraverso un condensatore convenientemente calcolato, col vantaggio di diminuire in una certa misura lo scarto dei valori dell'induttanza di $L$ alle frequenze estreme. Se si ha a disposizione una tensione sufficiente, si potrà vantaggiosamente rimpiazzare $L$ con una resistenza, a condizione che il valore di questa sia 8-10 volte superiore a quello dell'impedenza di carico del « cathodyne ». Ma ciò non potrà farsi se il tubo d'uscita è un triodo (o un pentodo con schermo e placca collegati assieme), data la caduta di tensione supplementare provocata dalla corrente di griglia schermo.

Come $V_1$, può essere impiegato qualsiasi triodo ed in particolare un doppio

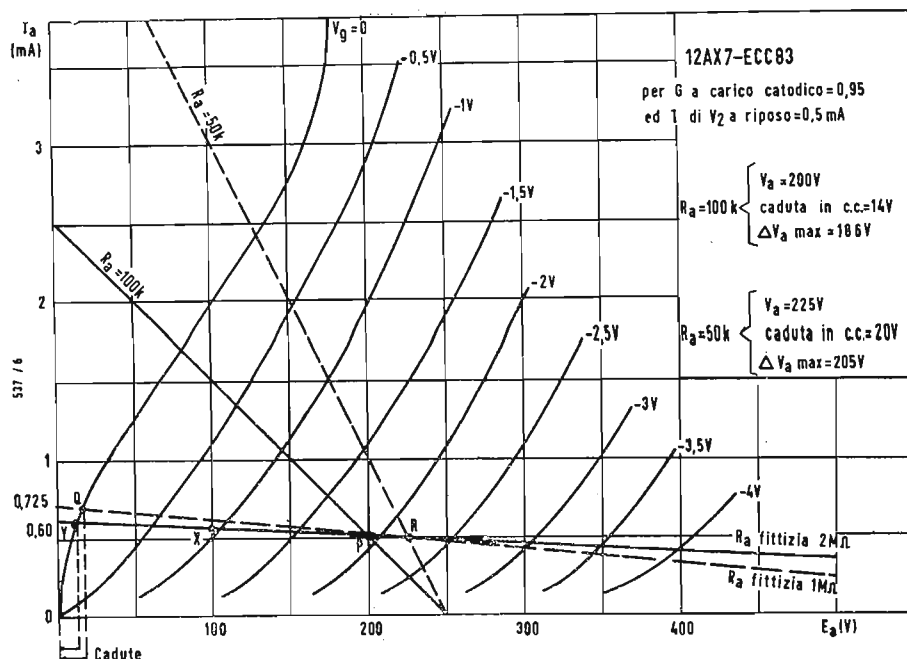



Fig. 4 - Rette di carico reali e fittizie di $V_1$.

triodo, utilizzandone una sezione come stadio preamplificatore; cosa che, in molti casi, permetterà di economizzare una valvola.
Nel nostro esempio abbiamo impiegato una 12AX7/ECC83, ma può essere ugualmente impiegata una 12AU7/ECC82, che ci darà una caduta in c.c. ai capi del carico più notevole, ma che, lavorando con una corrente di riposo di 1 mA, permetterà di portare la banda passante fino a 100 kHz.

È particolarmente agevole, infine, impostare su questo principio dei circuiti push-pull, senza che l'amplificatore a carico catodico prenda l'aspetto di una « officina », come accadeva con i vecchi sistemi. Un push-pull di due EL84 collegati a pentodo, con un'alta tensione di 275 V, fornirà facilmente 8 W con una distorsione inferiore allo 0,1 %. Comunque, in ogni caso, si traccerà la retta di carico con i dati scelti, come è stato spiegato sopra, e si stabiliranno facilmente le condizioni di lavoro favorevoli alle caratteristiche desiderate. *A*

*NOTA.* Nella nostra esposizione non abbiamo tenuto conto della caduta di tensione ai capi della resistenza di catodo della $V_1$, che viene a sommarsi alla caduta in c.c. ai capi del carico Normalmente questo valore è da sottrarre alla tensione anodica, in quanto le famiglie di curve portano sulle ascisse le tensioni fra placca e catodo.
Bisogna tener presente che con la 12AU7, la polarizzazione è molto più elevata. È meglio dunque, in questo caso, realizzare una polarizzazione attraverso la griglia.

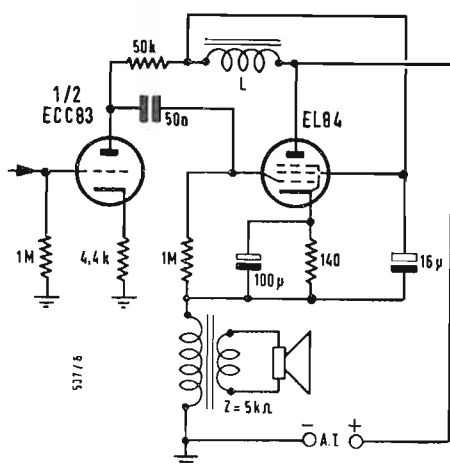



Fig. 6 - Realizzazione pratica con valvole ECC83 ed EL84. La sezione di ECC83 non rappresentata è utilizzata come normale preamplificatrice, successiva al circuito di rivelazione o ad un P.U. piezoelettrico. L'induttanza *L*, è costituita dal primario di un piccolo trasformatore d'uscita (vedi testo). Con 250 V di alta tensione, lo stadio d'uscita può fornire una potenza di 3,8 W con una distorsione intorno allo 0,2 %.

Fig. 5 - Rette di carico reali e fittizie (vedi testo).

**0342 – *Ing. F. Galante – Milano***

*D.* Ho realizzato un amplificatore di alta fedeltà basandomi su uno schema corrispondente della Soc. Geloso. L'apparecchio è costituito da due EL84, una ECC83 ed una EF86, ha un trasformatore d'uscita ultralineare e la polarizzazione delle due finali è ottenuta da una apposita sorgente di tensione continua che consente il funzionamento in classe AB2.
All'istante dell'inserzione dell'alimentatore e per un tempo di circa 30 secondi si notano delle forti oscillazioni del cono dell'altoparlante con una frequenza di circa 5 Hz. Questo in assenza di segnale. portando a zero il comando di volume del preamplificatore o portando a massa la griglia del pentodo d'ingresso.
Vi prego cortesemente di volermi fornire uno schema di amplificatore Hi-Fi con risposta da 30 a 40.000 Hz. che impieghi le stesse valvole ed abbia un trasformatore d'uscita ultralineare. La potenza del complesso deve essere di circa 10-12 W e la sensibilità di 100 mV.

*R.* Inconvenienti come quello da Lei lamentato sono spesso imputabili a reazione generatasi attraverso al cablaggio, a scarso disaccoppiamento fra gli stadi, oppure alla controreazione, specialmente se ottenuta iniettando il segnale sul catodo di uno stadio: in tal caso il collegamento della griglia a massa resta senza effetto e l'innesco di oscillazioni a bassissima frequenza può verificarsi.
Le consigliamo il seguente schema allegato che usa le valvole EF86, ECC83, 2 × EL84, è provvisto di T.U. ultralineare, presenta una risposta entro ± 0,25 dB fra 20 Hz e 30 kHz e la potenza di 10 W con distorsione armonica dello 0,1 % e d'intermodulazione dell'1 %.
$R$ in Ω, ½ W, se non diversamente specificato
$C$ in pF, ½ W, se non diversamente specificato.
Dati del TU: $R_{aa} = 8$ kΩ, $R_{ss} = 3$ kΩ, $Z_u = 4, 8, 16$ Ω, $L_p = 40$ H, $L_{dis} = 15$ mH.
Il gruppo $R$, $C$ di controreazione è suscettibile di modifiche sperimentali in funzione delle valvole e dell'altoparlante adottati.
Le valvole da Lei indicate sono impiegate nello schema di fig. 6 a p. 154 del N. 6/'61 di « alta fedeltà » che le inviamo a parte.
*(a.f.)*

**0343 – *Sig. G. Zaniboni – Genova-Sampierdarena.***

*D.* Riferendomi all'articolo di G. Baldan riguardante gli invertitori catodici (alta fedeltà, giugno 1961) a me era accaduto di constatare, in un amplificatore usante un tale sistema di invertitore, una notevole distorsione sugli alti e a forza di tentativi ero riuscito a individuare nell'uscita catodica la sorgente di tale distorsione eliminata, o per lo meno diminuita, con l'inserzione in serie di una resistenza di alcuni kohm. Ciò che non so è se la valvola finale, 6L6, abbia da soffrirne in quanto ho lasciato la stessa resistenza di fuga, 500 kΩ.
Ho acquistato la testina 500 della Goldring la quale funziona egregiamente però sugli alti presenta delle risonanze, specie nei pieni orchestrali o negli acuti delle trombe; può essere causato anche da risonanze del braccio o da tutte due? Il mio giradischi presenta un flutter abbastanza evidente, può esso portare a distorsioni sugli alti?

*R.* 1) La resistenza di fuga di griglia per il tubo 6L6 non dovrebbe superare 0,1 MΩ, indipendentemente dall'invertitore bicatodo. Non crediamo che l'uso di resistenze in serie possa provocare danno al tubo e al funzionamento anche se prolungato.
2) Il prezzo delle resistenze dipende dal tipo e dal voltaggio: non conoscendo questi elementi non possiamo dire se sia più attendibile il prezzo di L. 80, o quello di L. 450. Se ad es; si tratta di normali resistenze da 1/2 watt, le 80 lire appaiono già non poche, anche con la tolleranza dell'1 %, quindi le 450 lire sarebbero assolutamente esagerate. Se, per contro si tratta di resistenze ad alto wattaggio del tipo laccato, o a filo, il prezzo può salire anche a L. 1000 cadauna.
3) La testina Goldring non presenta risonanze proprie rilevabili a orecchio; quelle da Lei avvertite sono, con ogni probabilità, da im-

Fig. 1/0342

putarsi al braccio, ad un adattamento imperfetto della testina al braccio. Il flutter non può portare a risonanze sugli acuti, ma è fonte di disturbi vari, che abbassano anche sensibilmente la qualità della riproduzione.

Le siamo grati per la sua comprensione circa le apparenti manchevolezze ci alcuni articoli da noi pubblicati e dedotti da originali esteri non maggiormente circonstanziati dei nostri.

(*a. s.*)

**0344 – *Sig. N. Di Leo – Foggia***

*D*, Chiedo lo schema di un alimentatore stabilizzato elettronicamente con le seguenti caratteristiche.
n°. 2 AT + 300 V e + 200 V; 15 ÷ 75 mA.
L'alimentatore non deve essere sovrebbondante, analogo, ma di potenza più modesta, a quello di « *alta fedeltà* » (dicembre 1958, pag. 345, fig. 8). Vi prego di tener presente che possiedo un tubo OB2, che desidererei utilizzare con un'impedenza di 120 H, 2000 Ω, 400 mA max.

Chiedo inoltre l'indirizzo della TRIAD trasformatori.

*R.* Il dimensionamento dei componenti l'alimentatore deve essere previsto molto vicino a quello dello schema citato (*alta fedeltà* dicembre 1958 n. 12, pag. 345, fig. 8)

L'unica variante possibile è l'uso del tetrodo a fascio 6L6 ($I_a$ = 80 mA, $I_{cc}$ = 0,9 A) come tubo regolatore al posto del tubo EL36. È chiaro che la sua impedenza, che ammette la corrente max di 40 mA, non può più essere usata: conviene adottare un'impedenza con resistenza non superiore 300 Ω, e con induttanza di 3 H. (Si pensi che 2000 Ω con 75 mA provocano una caduta di 150 $V_u$).

Pertanto lo schema richiesto può essere quello qui allegato.
TRIAD TRANSFORMERS CORPORATION - Division of Litton Industries - 4055 Redwood - Avenue Venice - California.
La TRIAD non ha un rappresentante in Italia.

(*a.f.*)

**0345 – *Sig. A. Celli – Cadorago (Como).***

*D.* Ho costruito un complesso così formato; Giradischi Professionale GARRARD con braccio GRADO (il migliore) e P. U. magnetodinamico PHILIPS AG 3021, preamplificatore MARANTZ AUDIO CONSOLETTE (autocostruito), Cross-Over elettronico con frequenza di incrocio a 400 Hz. (autocostruito), amplificatore 10 + 10 Watt con uscita ad alta impedenza (autocostruito), cassone per note basse cap. 140 litri, a pianta pentagonale (acoustic box) con due altoparlanti PHILIPS 9710/B, per le note alte due (9710/BM) in due piccole cassette di cm. 22 di lato. Nella vostra tivista, però si parla di P. U. e di amplificatori dalle eccezionali prestazioni, di altoparlanti quali gli Altec o gli A.R.1-2; ora il mio dubbio è se il mio complesso può essere all'altezza di altri formati con materiale suddetto, e se può essere in qualche modo migliorata senza toccarne lo schema fondamentale.

Desiderei conoscere anche il vostro parere sul sintonizzatore Hi-Fi PHILIPS (non ricordo il nome di catalogo, comunque l'unico che la PHILIPS produce).

*R.* Il problema dell'impianto di alta fedeltà può avere cento più una soluzione.
Se il suo complesso funziona egregiamente, come Ella afferma, non si preoccupi di ciò che fanno gli altri.

Gli altoparlanti tipo A.R. richiedono amplificatori di almeno 30 W per dimostrare le loro qualità, sono quindi da scartare nel suo caso. Si tenga cari gli altoparlanti PHILIPS tipo 9710 che hanno una diffusione vastissima essendo ben riconosciuta la loro bontà, che giustifica la fama di cui godono.

Anche del sintonizzatore PHILIPS non possiamo dire altro che bene. Si sa che un radioricevitore non può dare una riproduzione di qualità superiore a quella della trasmissione ricevuta: in altri termini; quando c'è di mezzo la radio, con tutti i suoi disturbi e le sue limitazioni, non si può garantire la qualità di riproduzione che si ha trattando la sola bassa frequenza.

Colla presente intendiamo tranquillizzarla assicurandola ch'Ella può andare fiero del suo impianto sonoro domestico.

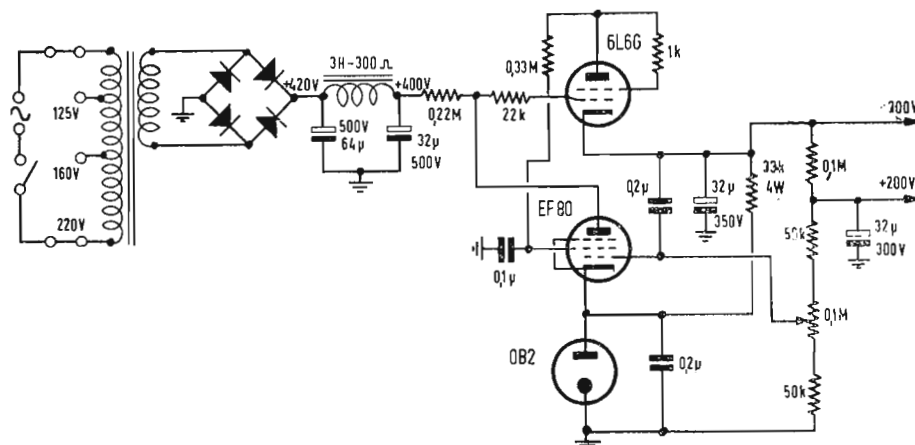
(*a.f.*)

**0346 – *Sig. F. Maffioli – Firenze***

*D.* Ho messo insieme un complesso monofonico come da schema a blocchi accluso alla presente. Volendo aggiungere ora una

Fig. 1/0344

Fig. 1/0346

Fig. 2/0346

seconda sorgente di suono, mi ero orientato verso il woofer P12NF flexair da 12" della JENSEN e il tweeter RP103A della stessa casa.
Faccio bene a sostituire il Jensen con il Vega 340 ACTL-B
Gradirei sapere:
a) quale crossover usare e se conviene autocostruirlo o acquistare quello della JENSEN stessa (A-204);
b) quali vantaggi offrono e come sono costruiti i labirinti della JENSEN e quale ne è il prezzo, nel mio caso si tratterebbe del labirinto siglato 46MP11;
c) è consigliabile montare gli altoparlanti come dice la casa con i suoi labirinti o in un comune bass-reflex? Sarebbe possibile e vantaggioso montarli in aria libera cioè su un baffle piano infinito?
d) dove si può acquistare eventualmente il VEGA in Italia?
e) quali accorgimenti si possono mettere in pratica nel montare gli altoparlanti ai mobili rispettivi per assicurarsi della perfetta rigidità e tenuta del complesso? Ed infine:
f) alimento tutti gli apparecchi del mio complesso attraverso uno stabilizzatore, ma esso introduce un fastidioso ronzio; come eliminarlo?
g) come collegare nel modo migliore i JENSEN e il GOODMANS all'amplificatore EA3?

*R.* Gli altoparlanti JENSEN sono prodotti di comprovata superiore qualità; la loro adozione assicura le maggiori soddisfazioni; non consigliamo quindi di sostituirli con altro assai meno diffuso in Italia.
a) Non conviene autocostruire il filtro crossover; meglio assai adottare quello JENSEN per i due altoparlanti in oggetto.
b) e c) Il labirinto acustico è un contenitore provvisto di successive concamerazioni aventi lo scopo di prolungare il cammino delle onde sonore, e quindi di condensare in piccolo spazio le proprietà di un baffle tendente a infinito. Precisamente: un labirinto è un condotto assorbente con un estremo aperto e l'altro applicato alla parte posteriore dell'altoparlante. Per lunghezze del tubo uguali a un multiplo dispari di $\lambda$, la fase della velocità della particella all'estremo aperto è opposta a quella dell'estremo cui è applicato l'altoparlante. Per un tubo di lunghezza uguale a un multiplo pari di $\lambda$, l'inversione di fase non ha luogo. Col labirinto si può abbassare la frequenza di risonanza meccanica; con ciò la massima potenza per l'altoparlante non è più limitata dalle sue escursioni, ma solo dal riscaldamento della bobina mobile. Proporzionando bene il tubo si può ricavare una sorgente secondaria di suono proveniente dalla parte posteriore del cono. Oltre le zone per le quali la lunghezza è $\lambda/2$ e $\lambda/4$ si determinano due picchi nella risposta, che si possono eliminare rivestendo le pareti del condotto con materiale assorbente.
La questione del labirinto è sempre aperta: ha sostenitori ardenti e oppositori accaniti. Riteniamo che sia più prudente montare gli altoparlanti nel cassone JENSEN bass-superflex tipo BF100 in vendita al prezzo di L. 79.000 presso la LARIR (Milano - Piazza 5 Giornate, 1); la LARIR non è provvista di labirinti JENSEN e non ci ha potuto dire il prezzo.
d) Non ci risulta che la VEGA abbia un rappresentante ufficiale in Italia. Provi a rivolgersi alla BRION-VEGA (Milano - via Pordenone 8), oppure a S.p.A. RICORDI G. e C. (Milano - Via Berchet 2), che tratta altoparlanti di alta qualità.
e) Per un buon montaggio degli altoparlanti occorre assicurare la perfetta aderenza del cestello alla parte del mobile. Occorre interporre una striscia di feltro (di spessore di circa 1 cm per il woofer), o spessori di cartone circolari incollati sul bordo del cestello; fissare col maggior numero di viti possibili il bordo stesso al pannello, o mediante doppie squadrette, o infine con dadi e ramelle elastiche nel caso di bulloni prigionieri nel pannello stesso.
f) Il ronzio degli stabilizzatori è un grave inconveniente che ben conoscono gli utenti della televisione. Unico rimedio parziale è l'aumento del filtraggio dello stabilizzatore ed il suo allontanamento dell'amplificatore affinchè i campi dispersi non inducano segnali alla frequenza di rete. Se questa è appena sopportabilmente stabile, conviene far senza dello stabilizzatore.
g) Le impedenze degli altoparlanti JENSEN con filtro crossover e del GOODMANS Axiom, 80 sono uguali, il loro comune valore è 16 Ω; connettendoli in parallelo l'impedenza risultante diventa 8 Ω, quindi si deve collegare questa combinazione alla presa 8 Ω di cui è fornito il T.U. dell'amplificatore EA3 come dallo schizzo allegato. *(a.f.)*

**0347 – *Sigg. G. Parodi – Genova; G. Rinaldi – Livorno.***

*D.* Si chiedono alcuni chiarimenti a proposito del funzionamento di un flash elettronico autocostruito e lo schema di un flash a transistori.

*Innanzi tutto rivolgiamo viva preghiera a quei lettori che ci inviano dei quesiti di voler scrivere in modo leggibile e possibilmente usando la macchina da scrivere. Ciò oltre ad evitarci perdita di tempo ci consente di essere più tempestivi nel dare la risposta.*

*R.* 1) La dicitura 2500*PK* relativa al condensatore, sta ad indicare la tensione massima, cioè di punta o di picco, come si dice comunemente, che il condensatore stesso può sopportare. Evidentemente la tensione di lavoro deve essere sensibilmente inferiore e di conseguenza non può essere di 5.000 V.
Per quanto si riferisce alle caratteristiche della lampada per il flash, non sono in grado di risponderLe dato che non sono riuscito, malgrado la buona volontà, ad interpretare la sigla scritta. Della stessa fabbrica esistono diverse lampade che hanno sigle similari ma caratteristiche ben differenti. Purtroppo la risposta esatta al quesito è per l'appunto imperniata al tipo di lampada usata: ad ogni modo cercherò di fare del mio meglio.
Il circuito inviatomi in visione può essere senz'altro alimentato in alternata. È sufficiente agire in modo tale che al secondario del trasformatore sia presente una tensione pari a quella che Lei ottiene normalmente facendo uso delle pile e del vibratore. Naturalmente è consigliabile inserire nel circuito un commutatore che permetta il rapido passaggio ai due diversi tipi di alimentazione.
Circa il trasformatore $T_1$ bruciato, non è da escludere che possa trovarlo anche in commercio presso una delle tante case costruttrici o venditrici di materiale similare. Gene-

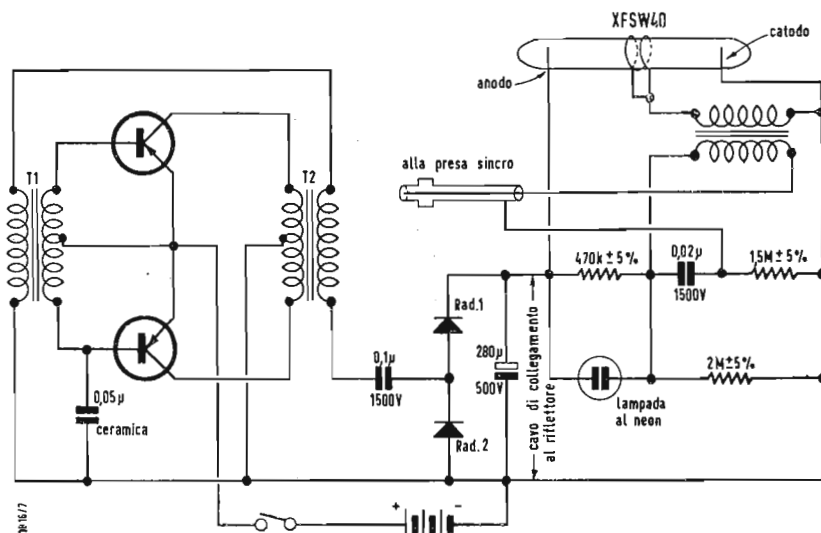



Fig. 1 0347

ralmente esso è costituito da un nucleo magnetico di ferroxcube da 30 × 30 avente uno spessore di 6 mm e con il sostegno centrale di 10 mm (data la forma a E). Per un rapporto di 1:60, l'avvolgimento ad alta tensione, che deve essere avvolto per primo, sarà composto da 2.500 spire di filo smaltato da 12/100 mentre l'avvolgimento secondario che sarà avvolto successivamente, dopo un accurato isolamento, è di 40 spire di filo smaltato da 3/10.

Il trasformatore di innesco può essere costruito usando un nucleo magnetico aperto costituito da un pacchetto di lamicrini piatti a 6 × 6 × 60 mm avvolgendo prima il primario, formato da 25 spire di filo smaltato da 6/10, e successivamente il secondario composto di 5.500 spire di filo da 7/100. L'isolamento deve essere curato in modo particolare in considerazione del fatto che la tensione di punta è dell'ordine dei 10.000 V.

Ripeto che si tratta di una risposta alquanto generica non avendo potuto interpretare esattamente la richiesta.

2) In figura 2, è rappresentato lo schema di un *flash elettronico a transistori* che è stato richiesto dal Signor Rinaldi (ma che potrà essere utile anche al Sig. Parodi). Si tratta di un circuito realizzato in Inghilterra con notevole successo. I due transistori di potenza possono essere del tipo OC19, OC16 o similari. L'alimentazione avviene mediante tre pile a 1,5 V ciascuna, la qualcosa permette di ridurre notevolmente le dimensioni dell'apparecchio che nel tipo originale sono di 55 × 100 × 180 con un peso di 600 grammi circa. Nulla vieta però di applicare l'alimentazione in alternata.

Il trasformatore $T_1$ è composto da 150 spire di filo smaltato da 14/100 per il primario e di 2 × 34 spire di filo smaltato da 25/100 per il secondario.

Il trasformatore $T_2$ ha il primario con 2 × 14 spire di filo smaltato da 50/10 ed il secondario con 800 spire di filo smaltato da 14/100. Detti avvolgimenti naturalmente debbono essere avvolti su nuclei magnetici simili a quelli descritti più sopra. La bobina di innesco è adatta alla lampada, usata che è una XFSW40 di costruzione tedesca.

Il primario della bobina di innesco è collegato in serie con il condensatore da 0,02 μF e con l'interruttore di sincronizzazione dell'apparecchio fotografico. Al momento dello scatto cioè dell'apertura dell'otturatore, l'interruttore del sincronizzatore dell'apparecchio fotografico chiude il circuito causando la scarica del condensatore da 0,02 μF nel primario. Si ottiene, come conseguenza, un impulso positivo molto elevato ai capi del secondario del trasformatore elevatore che viene applicato fra il catodo della lampada flash ed il suo elettrodo esterno. Ciò da luogo ad un fenomeno di ionizzazione che provoca rapidamente la scarica del condensatore da 280 μF, circa 1/400 di secondo, e che provoca il lampo luminoso (*P. Soati*)

### 0348 – *Elettrorai – Copertino.*

*D.* Si chiede lo schema di un raddrizzatore per la carica delle batterie di accumulatori.

*R.* In figura 1 è illustrato lo schema di un raddrizzatore particolarmente adatto allo scopo richiesto. Il suo uso è previsto per la carica delle batterie da 24 V ma naturalmente il secondario del trasformatore può essere predisposto in modo tale da avere a disposizione delle prese per la ricarica delle batterie da 12 e da 6 V. In tal caso le prese intermedie potranno essere disposte ad esempio a 22, 21, 20, 19, 18 V, ed a 11, 10, 9, 8, 7 V. La commutazione da gruppo a gruppo (24, 12, 6 V) avverrà tramite un commutatore, mentre un altro commutatore servirà per le piccole variazioni inserendo prese diverse. Il valore dei vari componenti è il seguente:

$T_1$: trasformatore di alimentazione con primario universale oppure solo con presa a 220, secondo le necessità. Secondario suddiviso, come detto più sopra, adatto ad erogare una corrente dell'ordine dei 12 ampere. *L*, uguale ad induttanza a nucleo di ferro da 0,025 H 12 A. $C$ = 2.000 μF, 50 V; $R$ = 30 Ω, 50 W. Raddrizzatore al selenio del tipo a ponte a 28 V, 12 A. (*P. Soati*)

### 0349 – *Sig. A. Premoli – Mexico.*

*D.* Si richiedono schemi e spiegazioni relativi ad alcuni amplificatori di tipo speciale.

*R.* Data la complessità del quesito posto, in considerazione del fatto che il circuito richiesto, per dare delle serie garanzie di funzionamento, dovrebbe essere realizzato in fase sperimentale, ed anche per non procurarle perdita di tempo o delusioni, le consiglio di procurarsi il volume *Vacuum tube amplifiers* di *George Valley* e *Henry Wallman* edito dalla *Mac Graw Hill Book Company* di *New York*, nel quale troverà schemi e considerazioni sull'argomento che le sta a cuore. Altri interessanti particolari, e schemi, potrà rintracciarli nel volume *Electronics manual for radio engineers* di *Vin Zeluff* e *John Markus* edito dalla stessa casa editrice.

(*P. Soati*)

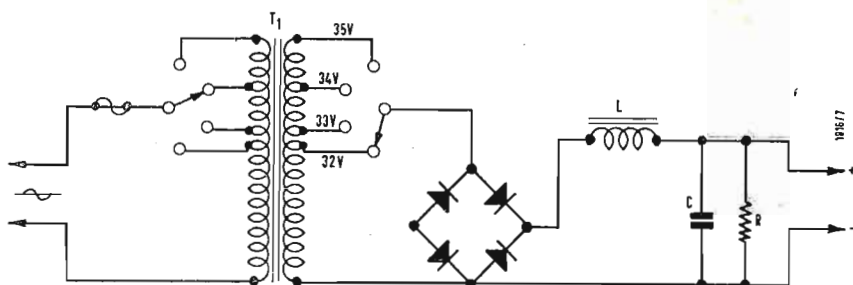
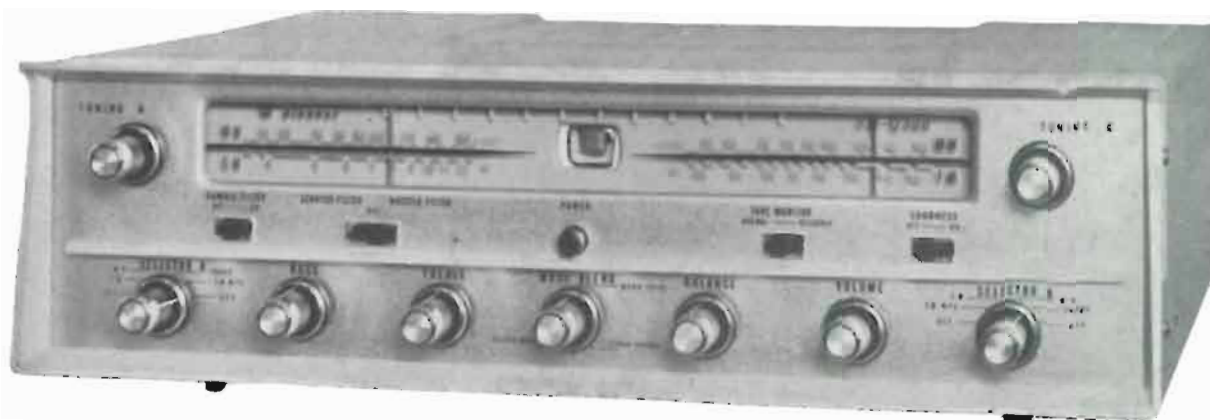



Fig. 1,0348

*Due nuovi gruppi elettronici per impianti stereo e monaurali*

## SM - Q300

**AMPLIFICATORE STEREO 17 + 17 W**
**CON SINTONIZZATORE FM - OM - OC**

# PIONEER

## FM - 302

**AMPLIFICATORE MONAURALE**
**CON SINTONIZZATORE FM - OM - OC**

20 - 20.000 cps. ± 0,5 dB - 12 watt (9 watt indistorti) su 4, 8, 16 ohm - Sensibilità 3 mV FONO MICRO, 35 mV XTAL, 150 mV NASTRO e AUSIL. - Comando Bassi e Auciti ± 15 dB - Compensazione fisiologica - Ronzio — 95 dB. - Sintonizzatore a Onde Medie, Onde Corte (3,8 - 12 Mc) e Modulazione di Frequenza - 20 funzioni di valvola.

**Dimensioni** mm. 370 x 120 x 270.

**Alimentazione** 110 - 220 Volt - 50 Hz

**Prezzo di listino Lit. 100.000**

Un gruppo elettronico veramente completo con prerogative e circuiti brevettati di nuova concezione:

- Doppio sintonizzatore indipendente in Modulazione di Frequenza - Onde Medie - Onde Corte
- Passaggio continuo dal funzionamento stereo a quello monaurale con dispositivo miscelatore
- Inversione di fase e bilanciamento di nuovo tipo
- Alimentazione con diodi al silicio
- Filtri antifruscio e antirombo; compensazione fisiologica di volume; comando di monitoring per la registrazione.

**Caratteristiche tecniche**

19 tubi elettronici (37 funzioni) e 6 diodi
Controfase di 4 x 6BQ5 con 2 x 17 watt di uscita (2 x 15 watt con meno dell'1% di distorsione a 1.000 cps.)

**Ingressi** per FONO MAGN. (4 mV.), MICRO (4 mV), FONO XTAL (40 mV.), NASTRO (160 mV.) e AUX (160 mV.)

**Uscite** a 4, 8, 16 ohm e ad alta impedenza per registratore e canale centrale

**Responso** 20 - 50.000 cps. ± 1 dB (misurato a 1 watt)

**Dimensioni** mm. 470 x 140 x 335

**Esecuzione** elegantissima in metallo grigio con finiture cromate. Completo di cofano, cuffia protettiva ed accessori

**Alimentazione** 110 - 220 Volt - 50 Hz

**Peso**, circa 13 kg.

**Prezzo di listino Lit. 220.000**

Distribuzione esclusiva per l'Italia: **PROD.EL S.p.A.** • PRODOTTI ELETTRONICI
**MILANO** - Via Monfalcone 12 - tel. 233.651 - 283.770

# Heathkit

## A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

## OSCILLOSCOPI

### CARATTERISTICHE

| | **CANALI VERTICALI ED ORIZZONTALI** (identici) |
|---|---|
| **Larghezza di banda** | da V cc a 200 kHz (entro 2 dB) |
| **Sensibilità** | 160 mV (picco-picco) per cm |
| **Attenuatore** | A tre posizioni, di tipo compensato |
| **Controllo di guadagno** | Regolabile con continuità |
| **Impedenza di guadagno** | 3,6 MΩ con 35 pF in parallelo |
| **Accoppiamento** | Sia in cc che in ca predisposto tramite il comando di attenuazione |
| **Centratura** | Qualsiasi segmento di traccia di 25 mm x 25 mm può essere spostato in qualsiasi punto dello schermo del TRC |
| **Polarità** | Un segnale positivo applicato all'asse Y sposta la traccia in alto, applicato all'asse X sposta la traccia a sinistra |
| **Sfasamento relativo fra i canali X ed Y** | Inferiore a 5 gradi |
| | **GENERATORE ASSE TEMPO** |
| **Di tipo ricorrente** | Denti di sega lineari prodotti da un generatore di tipo a multivibratore |
| **Sincronismo** | Predisponibile, interno o esterno. Il livello di sincronismo è regolato automaticamente per una escursione di traccia da 6 a 50 mm. |
| **Gamma di frequenza** | Da 5 Hz a 50 kHz in quattro sottogamme con larga sovrapposizione. Scansioni più lente possono ottenersi collegando una capacità esterna ai morsetti contrassegnati con « EXTERNAL CAPACITY » |
| **Cancellazione della traccia di ritorno** | Predisposta con il generatore interno di scansione orizzontale |
| **Tubi elettronici impiegati** | 1 - 3RP1; 3 - 6BS8; 2 - 12BH7; 2 - 12AU7; 1 - 0AZ; 1 - 0C2; 1 - 1V2 · 1 - 6X4 e 1 - K200 rettificatore al silicio. |
| **Alimentazione** | 105-125 Volt; 50÷60 Hz; 100 Watt |
| **Dimensioni** | Altezza 19 cm.; larghezza 11,4 cm.; profondità 27,5 cm. |

**Mod. IO-10**

### CARATTERISTICHE

| | **AMPLIFICATORI VERTICALE E ORIZZONTALE** |
|---|---|
| **Risposta di frequenza** | ± 2 dB da 2 Hz a 200 kHz |
| **Sensibilità** | 0,25 $V_{eff}$ per la deviazione punta-punta di 25,4 mm (1") |
| **Impedenza di ingresso** | 10 MΩ con 20 pF in parallelo (sul pannello posteriore sono disposti due terminali per applicare direttamente il segnale alle placche di deviazione verticale del tubo a raggi catodici) |
| | **GENERATORE VOBULATORE** |
| **Tipo ricorrente** | Dente di sega lineare prodotto da un multivibratore, con sincronizzazione automatica |
| **Frequenza** | da 20 Hz a 100 kHz in cinque campi ricoprentisi |
| **Soppressione** | La ritraccia (ritorno) è cancellata con un segnale ricavato dal vobulatore |
| | **CARATTERISTICHE GENERALI:** |
| **Tubi elettronici** | 1 - 3RP1; 4 - 12AU7; 1 - 12AX7; 1 - 6X4; 1 - 1V2 |
| **Comandi sul pannello anteriore:** | selettore di frequenza orizzontale; regolatore fine di frequenza; centraggio verticale; ampiezza verticale; centraggio orizzontale; ampiezza orizzontale |
| **Controlli sul pannello posteriore:** | commutatore di entrata verticale; fuoco; astigmatismo |
| **Ingressi:** | verticale; orizzontale; ingresso alle placche deviatrici verticali del TRC |
| **Alimentatore:** | con trasformatore e provvisto di fusibile |
| **Alimentazione:** | 105÷125 V ca: 50/60 Hz; 40 W |
| **Dimensioni:** | 252 (altezza) x 165 (larghezza) x 254 (profondità) mm |
| **Peso netto:** | 5,15 kg. **Peso con imballo:** 6 kg. |

**Mod. IO-21**

*Rappresentante Generale per l'Italia:* **Soc. r. l. S. I. S. E. P.**

# LARIR

*Organizzazione commerciale di vendita:*

PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI 795762 - 795763

*Agenti esclusivi di vendita per*

*LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI*: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 736771
*EMILIA - MARCHE*: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo 7
*VENETO*: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti 12 - Tel. 2244